# Tehnium

ANUL XXII — NR. 261 8/1992

## SUMAR





REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 50 LEI

# PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr.ing. ŞERBAN RADU IONESCU YO3AVO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Programul înglobează modelul tranzistorului bipolar (T) din figura 5.20-c prin intermediul modelului cu admitanţe de scurtcircuit al tripolului din figura 5.17, admitanţele $y_i$, $y_r$, $y_f$ şi $y_o$ din sistemul (5.8) fiind calculate cu formulele (5.15).

$$y_i=\frac{(G_{be}+G_{bc})+j\omega(C_{be}+C_{bc})}{\left[1+R_{bb}(G_{be}+G_{bc})\right]+j\omega R_{bb}(C_{be}+C_{bc})} \qquad (5.15)$$

$$y_r=-\frac{G_{bc}+j\omega C_{bc}}{\left[1+R_{bb}(G_{be}+G_{bc})\right]+j\omega R_{bb}(C_{be}+C_{bc})}$$

$$y_f=-\frac{(-S+G_{bc})+j\omega C_{bc}}{\left[1+R_{bb}(G_{be}+G_{bc})\right]+j\omega R_{bb}(C_{be}+C_{bc})}$$

$$y_o=\frac{\left[G_{bc}(1+R_{bb}(G_{be}+S))-\omega^2 R_{bb}C_{be}C_{bc}\right]+j\omega\left[G_{bc}R_{bb}C_{be}+(1+R_{bb}(G_{be}+S))C_{bc}\right]}{\left[1+R_{bb}(G_{be}+G_{bc})\right]+j\omega R_{bb}(C_{be}+C_{bc})}+$$

$$+G_{ce}+j\omega C_{ce}$$

unde $G_{be}=1/R_{be}$ $\quad G_{bc}=1/R_{bc}$ $\quad G_{ce}=1/R_{ce}$

Lista 5.12

```
8405 DIM T(Z(7),11)
8410 PRINT "NR";TAB 4;"VAL.(kOhm
,";C$;",mA/V)";TAB 24;"B ,E ,C":
 RETURN
8420 PRINT "T";K;TAB 24;: INPUT
T(K,9): PRINT T(K,9);TAB 26;",";
: INPUT T(K,10): PRINT T(K,10);T
AB 29;",";: INPUT T(K,11): PRINT
 T(K,11)
8425 PRINT TAB 2;"Rbb";TAB 7;: I
NPUT T(K,1): PRINT T(K,1): PRINT
 TAB 2;"Rbe";TAB 7;: INPUT T(K,2
): PRINT T(K,2): PRINT TAB 2;"Rb
c";TAB 7;: INPUT T(K,3): PRINT T
(K,3): PRINT TAB 2;"Rce";TAB 7;:
 INPUT T(K,4): PRINT T(K,4): LET
 T(K,2)=1/T(K,2): LET T(K,3)=1/T
(K,3): LET T(K,4)=1/T(K,4)
8430 PRINT TAB 2;"Cbe";TAB 7;: I
NPUT T(K,5): PRINT T(K,5): PRINT
 TAB 2;"Cbc";TAB 7;: INPUT T(K,6
): PRINT T(K,6): PRINT TAB 2;"Cc
e";TAB 7;: INPUT T(K,7): PRINT T
(K,7): LET T(K,5)=F1*T(K,5)*1E-3
: LET T(K,6)=F1*T(K,6)*1E-3: LET
 T(K,7)=F1*T(K,7)*1E-3
8435 PRINT TAB 2;"S";TAB 7;: INP
UT T(K,8): PRINT T(K,8): RETURN
8530 PRINT "T";I;TAB 24;T(I,9);T
AB 26;",";T(I,10);TAB 29;",";T(I
,11)
8535 PRINT TAB 2;"Rbb";TAB 7;T(I
,1): PRINT TAB 2;"Rbe";TAB 7;1/T
(I,2): PRINT TAB 2;"Rbc";TAB 7;1
/T(I,3): PRINT TAB 2;"Rce";TAB 7
;1/T(I,4)
8540 PRINT TAB 2;"Cbe";TAB 7;T(I
,5)*1E3/F1: PRINT TAB 2;"Cbc";TA
B 7;T(I,6)*1E3/F1: PRINT TAB 2;"
Cce";TAB 7;T(I,7)*1E3/F1: PRINT
TAB 2;"S";TAB 7;T(I,8): RETURN
```

În lista 5.12 se află grupate liniile de program prin care se realizează introducerea în calculator a nodurilor din circuit la care sînt conectate baza, emitorul şi colectorul tranzistorului (B, E şi respectiv C din figura 5.20-c), precum şi valorile tuturor parametrilor modelului. Ca unităţi de măsură se folosesc pentru rezistenţe kiloohmul, pentru pantă miliamperul/volt, iar pentru capacităţi, unitatea asociată unităţii de frecvenţă deja aleasă (corespondenţa a fost precizată în subcapitolul 4.2).

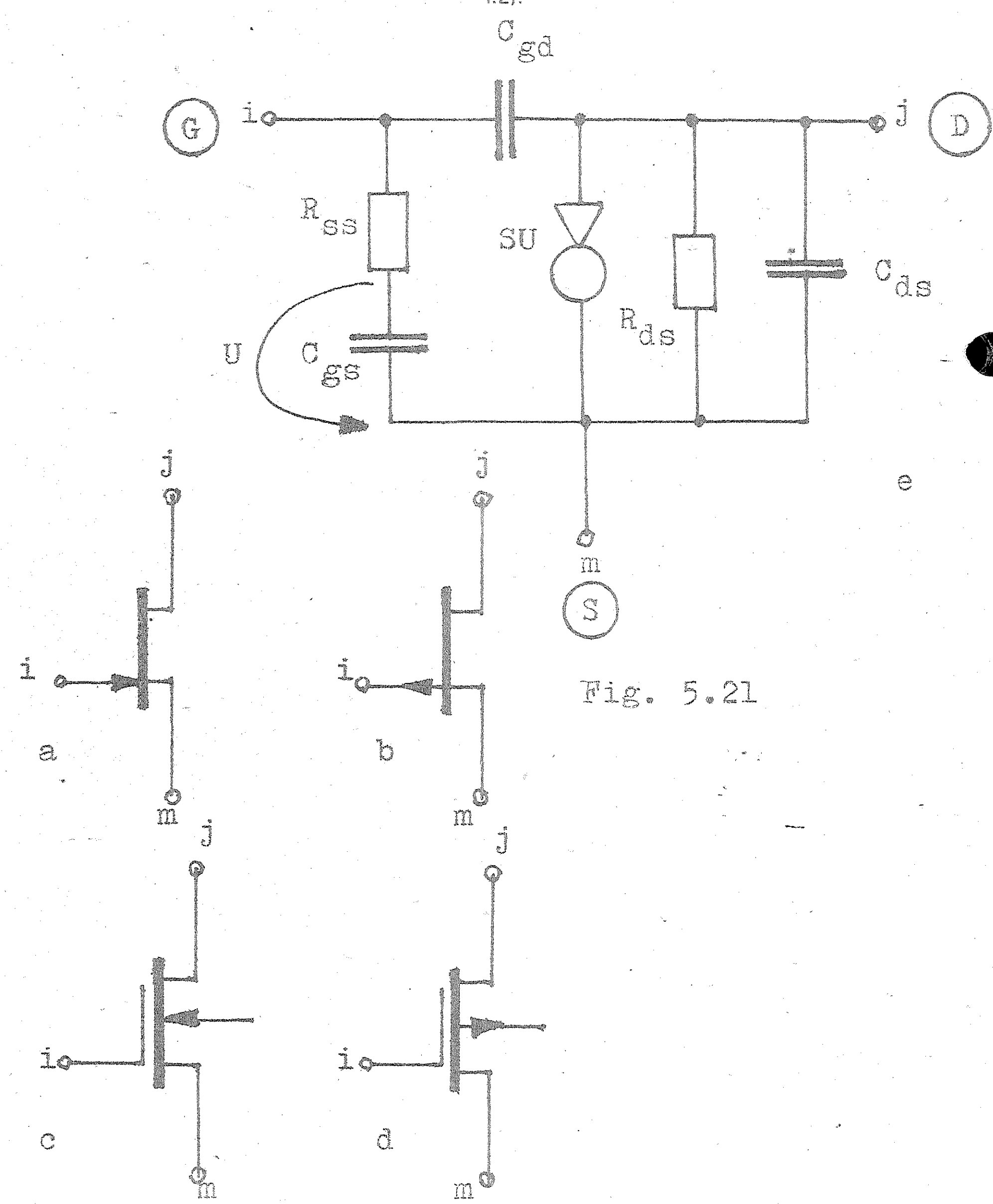



Fig. 5.21

Admitanțele de scurtcircuit (5.15) sînt evaluate și apoi înglobate în admitanțele circuitului complet prin instrucțiunile conținute în liniile de program 2855... 2880 din lista 5.13.

Un circuit echivalent asemănător cu cel din figura 5.20-c poate fi utilizat și pentru tranzistoarele cu efect de cîmp (F). Indiferent dacă este vorba despre un tranzistor cu efect de cîmp cu **grila joncțiune** și canal de tip **n**, ca în figura 5.21-a, sau cu canal de tip **p**, ca în figura 5.21-b, ori despre un tranzistor cu efect de cîmp cu **grila izolată** și canal inițial de tip **n** ca în figura 5.21-c, sau cu canal inițial de tip **p**, ca în figura 5.21-d, această schemă echivalentă este reprezentată în figura 5.21-e. Gama de frecvențe în care este aplicabil modelul ca atare se extinde la cîteva zeci de megahertzi. Pentru frecvențe mai mari de 50 MHz... 100 MHz, el trebuie completat cu capacitățile ce apar între terminalele exterioare, iar peste 200 MHz... 300 MHz începe să se manifeste și inductivitatea acestora.

Parametrii circuitului echivalent din figura 5.21-e sînt următorii:

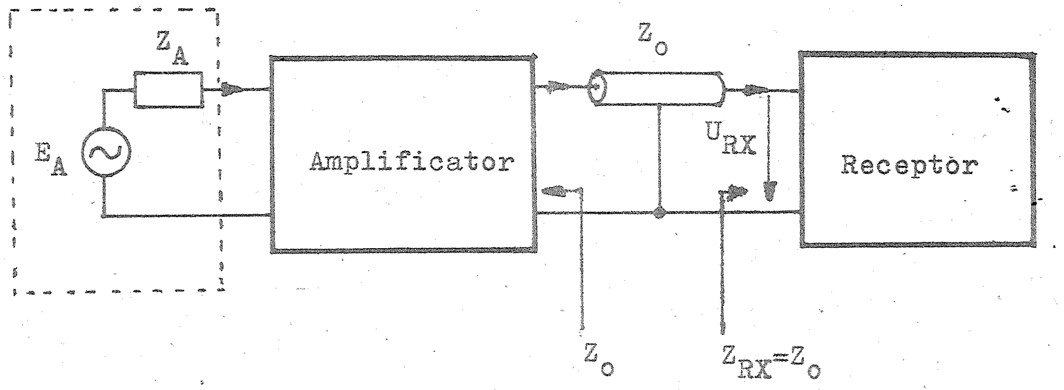
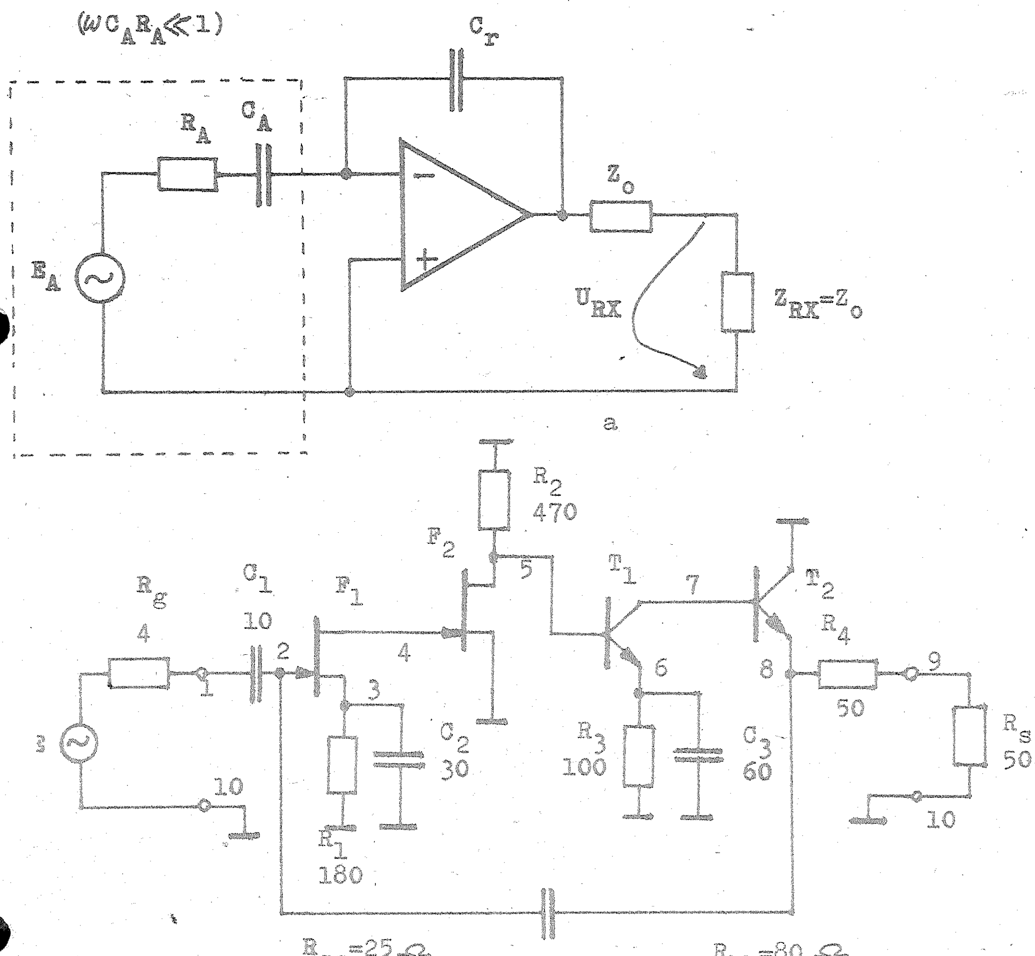



Fig. 5.22




$R_{ss}=25\ \Omega$
$R_{ds}=50\ k\Omega$
$C_{gs}=3,4$ pF
$C_{gd}=1,4$ pF
$C_{ds}=0,3$ pF
$S=5$ mA/V

$R_{bb}=80\ \Omega$
$R_{be}=420\ \Omega$
$R_{bc}=1000\ k\Omega$
$R_{ce}=80\ k\Omega$
$C_{be}=62$ pF
$C_{bc}=0,5$ pF
$C_{ce}=1,7$ pF
$S=200$ mA/V

Fig. 5.23

b

$C_{gs}$ — reprezintă capacitatea de barieră între grilă și sursă, avînd uzual o valoare în domeniul 1 pF... 10 pF;

$C_{gd}$ — este capacitatea de barieră între grilă și drenă, uzual cu valori în domeniul 1 pF... 5 pF;

$C_{ds}$ — este capacitatea drenă-sursă, determinată practic de elementele parazite introduse de prezența capsulei; ca valoare, se plasează de obicei în gama 0,1 pF... 1 pF;

$R_{ss}$ — reprezintă rezistența de volum a canalului din regiunea sursei, cu valori de zeci de ohmi;

$R_{ds}$ — este rezistența canalului drenă-sursă în regim de saturație, cu valori de zeci de kiloohmi;

S — reprezintă o conductanță mutuală (sau pantă) și corespunde mecanismului de control al deplasării purtătorilor de sarcină în canal la saturație, prin intermediul tensiunii grilă-sursă; valoarea sa uzuală aparține domeniului 0,1 mA/V... 10 mA/V.

Privind și acest circuit echivalent prin prisma modelului cu admitanțe al tripolului din figura 5.17, formulele admitanțelor implicate în sistemul (5.8) sînt cele grupate în (5.16).

Lista 5.14 redă segmentul de program prin care se introduc în calculator datele referitoare la eventualele tranzistoare cu efect de cîmp (F) prezente în circuitul care se analizează. Nodurile la care este conectat tranzistorul apar pe ecran notate cu G (nodul grilei), S (nodul sursei) și D (nodul drenei). Valorile celor două rezistențe se introduc în kiloohmi, valoarea pantei în miliamperi/volt, iar pentru capacități se folosește unitatea de măsură corespunzătoare unității de frecvență aleasă.

Pentru includerea în valorile admitanțelor circuitului complet a celor specifice tripolului „tranzistor cu efect de cîmp", sînt utilizate liniile de program 2905... 2925 din lista deja amintită, 5.13.

### 5.5.2 Exemplu (TF)

Exemplul pe care îl vom analiza în cele ce urmează este desprins din domeniul antenelor active de recepție destinate gamei undelor medii și scurte.

Nefiind momentul unei prezentări detaliate a problematicii structurilor radiante active, ne limităm pentru scopul articolului de față la a scoate în evidență două dintre avantajele acestora, și anume faptul că, pe de o parte, funcția de transfer a unei asemenea antene poate fi de bandă largă, iar pe de altă parte, că impedanța ei de ieșire se poate adapta cu ușurință la ansamblul format din receptor și cablul de legătură.

## Lista 5.13

```
2855 FOR I=1 TO Z(7): LET RC=1+T
(I,1)*(T(I,2)+T(I,3)): LET ID=F3
*(T(I,5)+T(I,6))*T(I,1)
2860 LET RA=T(I,2)+T(I,3): LET I
B=F3*(T(I,5)+T(I,6)): GO SUB 821
0: LET L=T(I,9): LET M=T(I,10):
LET J=L: LET K=M: LET G=RR: LET
B=II: GO SUB 485
2865 LET RA=-T(I,3): LET IB=-F3*
T(I,6): GO SUB 8210: LET J=T(I,1
1): LET G=RR: LET B=II: GO SUB 4
85
2870 LET RA=T(I,8)-T(I,3): GO SU
B 8210: LET L=J: LET J=T(I,9): L
ET G=RR: LET B=II: GO SUB 485
2875 LET RA=T(I,3)*(1+T(I,1)*(T(
I,2)+T(I,8)))-F3*T(I,5)*F3*T(I,6
)*T(I,1): LET IB=F3*T(I,5)*T(I,3
)*T(I,1)+F3*T(I,6)*(1+T(I,1)*(T(
I,2)+T(I,8))): GO SUB 8210
2880 LET G=RR+T(I,4): LET B=II+F
3*T(I,7): LET J=L: GO SUB 485: N
EXT I
2905 FOR I=1 TO Z(8): LET RC=1:
LET ID=F3*F(I,3)*F(I,1)
2910 LET RA=0: LET IB=F3*F(I,3):
 GO SUB 8210: LET G=RR: LET B=II
+F3*F(I,4): LET L=F(I,7): LET M=
F(I,8): LET J=L: LET K=M: GO SUB
 485
2915 LET G=0: LET B=-F3*F(I,4):
LET J=F(I,9): GO SUB 485
2920 LET RA=F(I,6): LET IB=0: GO
 SUB 8210: LET G=RR: LET B=II-F3
*F(I,4): LET L=J: LET J=F(I,7):
GO SUB 485
2925 LET G=F(I,2): LET B=F3*(F(I
,4)+F(I,5)): LET J=L: GO SUB 485
: NEXT I
2955 FOR I=1 TO Z(9): LET G=O(I,
1): LET B=F3*O(I,3): LET L=O(I,6
): LET M=O(I,7): LET J=L: LET K=
M: GO SUB 485
2960 LET RA=-O(I,5)*O(I,2): LET
IB=0: LET RC=1: LET ID=F2/O(I,4)
: GO SUB 8210: LET G=RR: LET B=I
I: LET L=O(I,8): LET M=O(I,9): G
O SUB 485
2965 LET G=O(I,2): LET B=0: LET
J=L: LET K=M: GO SUB 485: NEXT I
```

(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)

**(URMARE DIN NR. TRECUT)**

# CONTINUU-ALTERNATIV

Este evident că un voltmetru c.c. realizat cu un astfel de instrument nu va putea măsura (și nici măcar „indica", dacă frecvența este peste o anumită limită, $f_{min}$) o tensiune alternativă sinusoidală, pentru simplul motiv că valoarea medie a acesteia este zero.

Ajungem astfel la soluția cea mai răspîndită, anume de **redresare prealabilă** a tensiunii sinusoidale. Și pentru că problema aceasta o presupunem destul de bine cunoscută, vom menționa sumar doar cîteva concluzii utile din punctul de vedere al măsurării.

Există mai multe metode de redresare a unei tensiuni alternative, în funcție de scopul urmărit, dar pentru măsurătorile uzuale cele mai răspîndite sînt **redresarea monoalternanță** și **redresarea bialternanță fără filtrare.** Pentru simplificare, vom presupune deocamdată că redresarea este **„perfectă"**, neglijînd căderile de tensiune în direct pe dioda/diodele implicate. Vom vedea însă, această supoziție nu este prea realistă. Redresarea monoalternanță fără filtrare este reamintită în figura 6, iar cea bialternanță în figura 7. Cu presupunerea de mai sus, indiferent dacă este vorba de „suprimarea"/„interzicerea" semialternanțelor de o anumită polaritate (fig. 6) sau de „inversarea" lor (fig. 7), semnalele u´(t), respectiv u´´(t) rezultate vor rămîne tot cu formă de undă sinusoidală, mai corect spus **semisinusoidală.** Avînd de a face acum cu tensiuni continue, variabile periodic între zero și amplitudinea U, **valoarea medie** a lor pe o perioadă devine nenulă, deci poate constitui obiect de măsurare cu un voltmetru c.c. de tipul celui menționat mai sus. Pentru a „converti" apoi indicațiile instrumentului din valori medii în valori eficace (acestea din urmă fiind mai des folosite, cum spuneam), avem la dispoziție operația de etalonare a scalei, dar și numeroase procedee mai mult sau mai puțin complicate de conversie electronică.

Bineînțeles, în prealabil va trebui să definim precis și să calculăm **valorile medii** ale tensiunilor redresate u´(t) și u´´(t) în funcție de amplitudinea U sau de valoarea eficace Uef a tensiunii sinusoidale inițiale, u(t).

La o comparare chiar fugitivă, „cu ochiul liber" — dar ținînd cont de cele spuse pînă aici — a semnalelor u(t), u´(t) și u´´(t), putem constata următoarele:

— amplitudinea U este aceeași în toate trei cazurile (vezi ipoteza simplificatoare de redresare „perfectă");

— valoarea vîrf la vîrf este redusă la jumătate, respectiv coincide cu amplitudinea U, pentru tensiunile redresate u´(t) și u´´(t);

— forma semisinusoidală se păstrează pentru fiecare semialternanță în parte, atît la u´(t) cît și la u´´(t);

— semnalele u´(t) și u´´(t) sînt tot periodice, u´(t) avînd aceeași perioadă, T = T, cu tensiunea u(t) inițială; în schimb, u"(t) are perioada redusă la jumătate, T´´ = T/2, respectiv frecvența dublă față de semnalul inițial, f´´ = 2f;

— tensiunea redesată bialternanță, u" (t), are aceeași valoare eficace cu tensiunea u(t), adică $U_{ef}$= $U_{ef}$; în în schimb, prin redresarea monoalternanță, tensiunea eficace se reduce de $\sqrt{2}$ ori (iarăși $\sqrt{2}$ !) față de situația inițială, $U'_{ef} = U_{ef}/\sqrt{2}$, cum se poate ușor verifica pe baza definiției (10).

Să repetăm acest rezultat, ținînd cont și de (11):

$$U'_{ef} = U_{ef}/\sqrt{2} = U/2, \qquad (13)$$

căci el mai dă și acum bătaie de cap începătorilor, în sensul cinstit al cuvîntului.

Să revenim acum la valoarea medie, pe care o „vede" instrumentul nostru și care dă cam tot atîta bătaie de cap începătorilor. Cu excepția celor ce au studiat și îndrăgit analiza matematică, unde **valoarea medie** a unei funcții f(x) pe un interval dat [x1, x2] al domeniului de definiție este „introdusă" și rezolvată elegant cu ajutorul integralei, conform relației:

$$f(x)_{[x_1-x_2]} = \frac{1}{x_2 - x_1} \int_{x_1}^{x_2} f(x) \cdot dx \qquad (14)$$

În cazul nostru funcția f(x) este u'(t) sau u"(t), după cum apelăm la redresarea monoalternanță sau la cea bialternanță. Ambele sînt funcții periodice, de formă cunoscută, deci vom putea restrînge intervalul de definire a mediei la o perioadă completă, de forma 0—T', respectiv 0—T". Și pentru că perioadele sînt diferite (T" = T'/2 = T/2), putem conveni de la început să definim valorile medii pe intervalul 0—T, adică pentru o perioadă completă a funcției inițiale u(t) și a funcției u'(t), respectiv pentru două perioade complete consecutive ale lui u"(t):

$$U'_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u'(t) \cdot dt, \qquad (15)$$

$$U''_{med} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u''(t) \cdot dt. \qquad (16)$$

Lăsăm pe seama celor pasionați să efectueze aceste calcule, iar noi ne vom mulțumi să comentăm aici doar rezultatele:

$$U'_{med} = U/\pi, \qquad (17)$$

$$U''_{med} = 2U/\pi. \qquad (18)$$

În primul rînd constatăm — cum era de așteptat — că valorile medii sînt constante, nenule și diferite pentru cele două tensiuni redresate. Apoi mai constatăm că valoarea medie este dublă în cazul redresării bialternanță față de cea monoalternanță, rezultat foarte important din punctul de vedere al măsurării.

Noi am exprimat mai sus valorile medii U'med și U"med așa cum rezultă ele din calcule, în funcție de amplitudinea U. Mai utilă este însă, conform celor discutate anterior, raportarea nu la amplitudine, ci la valoarea eficace Uef a tensiunii alternative sinusoidale. În acest scop, ținînd cont de (11), putem transcrie direct:

$$U'_{med} = U/\pi = \sqrt{2}\ U_{ef}/\pi = \frac{\sqrt{2}}{\pi}\ U_{ef}, \qquad (19)$$

$$U''_{med} = 2U/\pi = 2\sqrt{2}\ U_{ef}/\pi = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{ef}. \qquad (20)$$

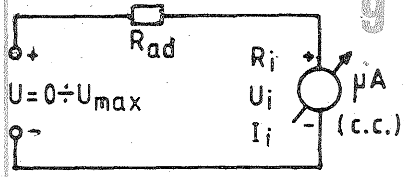
Un singur pas ne-a mai rămas în această direcție, anume să observăm că instrumentul indică valorile medii U'med, U"med, iar noi dorim să deducem din aceste indicații valoarea eficace Uef. Adică ne-ar fi mai utile relațiile de mai sus inversate, astfel încît să exprime pe Uef în funcție de cele două valori medii.

$$U_{ef} = \frac{\pi}{\sqrt{2}} U'med \approx 2{,}22 \cdot U'med, \qquad (21)$$

$$U_{ef} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} U''med \approx 1{,}11 \cdot U''med. \qquad (22)$$

Aceste rezultate sînt deosebit de importante pentru înțelegerea măsurătorilor în alternativ cu instrumente indicatoare de curent continuu. Ele pot elucida multe dintre semnele de întrebare menționate la început și pe care sîntem acum în măsură să le analizăm și noi concret. Principalele rezultate le-am grupat sintetic în figura 8.

9




**Sensibilitatea voltmetrului c.a.**

Să plecăm de la **voltmetrul c.c.** redat în figura 9, pe care vom presupune că dorim să-l utilizăm ca voltmetru c.a., apelînd la redresarea prealabilă a tensiunii de măsurat.

Analiza este mai concludentă dacă dăm valori concrete, de pildă:

— μA = microampermetru c.c. cu indicația la cap de scală $I_i$ = 50 μA, respectiv $U_i$ = 25 mV, deci cu rezistența internă $R_i$ = 500 Ω;

— $R_{ad}$ = 199,5 kΩ, rezistență adițională dimensionată astfel încît voltmetrul să indice la cap de scală tensiunea $U_{max}$ = 10 V.

Reamintim că pentru un raport de desensibilizare oarecare, n,

$$n = \frac{U_{max}}{U_i} = \frac{U_{max}}{R_i \cdot I_i},$$

valoarea rezistenței adiționale necesare se calculează cu relația:

$$R_{ad} = (n - 1) \cdot R_i.$$

Ansamblul microampermetru plus $R_{ad}$ are, deci, în total, o rezistența internă egală cu n · $R_i$, în exemplul dat de 200 kΩ. Cum domeniul de măsurare este 0—10 V=, se mai spune despre acest voltmetru că are o rezistență internă de 200 kΩ/10 V, adică de 20 kΩ/V. Alteori acest parametru se numește **sensibilitate** și se definește prin relația

$$S = \frac{1}{I_i}$$

care ne conduce însă la același rezultat. Pentru exemplul nostru:

$$S = \frac{1}{I_i} = \frac{1}{50\ \mu A} = \frac{1}{50 \cdot 10^{-6} A} = \frac{10^6}{50\ V/\Omega} = 20\ k\Omega/V.$$

Să presupunem acum că dorim să măsurăm cu acest voltmetru o tensiune alternativă sinusoidală de forma (4); mai mult, vrem ca indicația la cap de scală să fie tot 10 V, dar de data aceasta în valoare eficace, cum se obișnuiește.

Nimic mai simplu! Redresăm în prealabil tensiunea u(t), de pildă în varianta de redresare bialternanță fără filtrare, iar tensiunea u"(t) obținută o aplicăm voltmetrului cu respectarea polarității. Deocamdată rămînem tot la ipoteza simplificatoare, de redresare „perfectă". Pentru valoarea eficace propusă drept cap de scală, $U_{ef} = U''_{ef}$ = 10 V, tensiunea u"(t) va avea însă o valoarea medie

$$U''_{med} \approx \frac{U_{ef}}{1{,}11} \approx 9{,}01\ V,$$

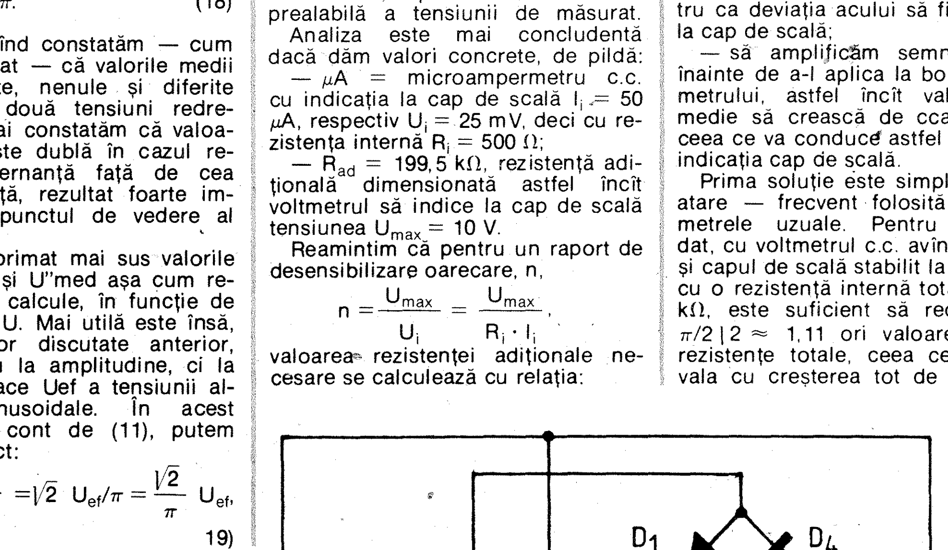
pe care o va și indica voltmetrul nostru c.c. (dacă frecvența f este suficient de mare). Prin urmare, deviația acului nu va fi la cap de scală, ci puțin mai mică. Ce este de făcut pentru ca, totuși, acul să indice la cap de scală? Două soluții par mai la îndemînă, și anume:

— să reducem valoarea rezistenței adiționale, permițînd trecerea prin instrument a unui curent mai mare, tocmai cît este necesar pentru ca deviația acului să fie din nou la cap de scală;

— să amplificăm semnalul u"(t) înainte de a-l aplica la bornele voltmetrului, astfel încît valoarea lui medie să crească de cca 1,11 ori, ceea ce va conduce astfel din nou la indicația cap de scală.

Prima soluție este simplă și — ca atare — frecvent folosită în multimetrele uzuale. Pentru exemplul dat, cu voltmetrul c.c. avînd 20 kΩ/V și capul de scală stabilit la 10 V, deci cu o rezistență internă totală de 200 kΩ, este suficient să reducem de $\pi/2\sqrt{2} \approx$ 1,11 ori valoarea acestei rezistențe totale, ceea ce va echivala cu creșterea tot de 1,11 ori a

10



curentului prin instrument, pentru o tensiune dată. Prin urmare, dacă reducem suma $R_i + R'_{ad}$ de 1,11 ori, adică la cca 18 kΩ, ceea ce înseamnă a lua o valoare pentru rezistența adițională R'ad ≈ 17,5 kΩ, noul voltmetru obținut va indica la cap de scală tensiunea redresată bialternanță u''(t) cu valoarea eficace de 10 V. Putem spune că am realizat deja un voltmetru „de alternativ", cu indicarea valorii eficace. Așa și este, numai că nu vom mai putea folosi gradarea inițială (liniară) a scalei, din cauza „imperfecțiunii" redresării. Intervine aici pragul de intrare în conducție a diodelor, care antrenează o zonă de neliniaritate pronunțată tensiune-curent și care, în final, va impune gradarea neliniară a scalei.

Dacă în locul redresării bialternanță am fi apelat la redresarea monoalternanță, tensiunea medie ar fi fost

$$U'_{med} \approx \frac{U_{ef}}{2,22},$$

deci s-ar fi impus reducerea de cca 2,22 ori a rezistenței totale a voltmetrului pentru indicarea la cap de scală a tensiunii în valoare eficace.

Iată, deci, cum se explică una din „ciudățeniile" menționate la început, anume sensibilitatea diferită a voltmetrului c.a. față de voltmetrul c.c., deși ambele sînt realizate cu același instrument indicator.

Cealaltă soluție menționată, de amplificare a tensiunilor u''(t), respectiv u'(t), de 1,11 ori, respectiv de 2,22 ori înainte de aplicarea lor la bornele voltmetrului c.c., este mai rar folosită în AVO-metrele uzuale. O putem întîlni totuși frecvent în unele multimetre profesionale, combinată eventual cu alte perfecționări notabile (cum ar fi redresarea fără prag, care permite gradarea liniară a scalei „pe alternativ").

Un astfel de exemplu este dat cu titlu informativ în figura 10, cu precizarea că el a fost extras — cu unele modificări — dintr-o schemă mai complexă de ampermetru c.c.—c.a. (publicată în revista „Le Haut Parleur" nr. 1798). Ne vom opri puțin asupra lui tocmai pentru faptul că el poate echipa la fel de bine și un voltmetru c.c.—c.a. cu citire liniară și scală cu gradații comune.

Luat separat, fiecare dintre cele două module (realizate cu amplificatoarele operaționale AO1, AO2) vă este, probabil, bine cunoscut. Dacă începem cu al doilea, pentru că este mai simplu, observăm că el reprezintă un redresor fără prag, instrumentul de măsură fiind plasat în diagonala punții D1—D4 care, la rîndul ei, este introdusă în bucla de reacție negativă a operaționalului AO2. Modulul are cîștig unitar în tensiune, putînd „lucra" la fel de bine cu tensiune de intrare continuă (de orice polaritate) sau alternativă, grație alimentării diferențiale.

De exemplu, pentru a stabili capul de scală pentru tensiune continuă la o valoare dorită, este suficient să dimensionăm adecvat rezistența R3, ținînd cont de sensibilitatea instrumentului indicator folosit. Fie acesta, de pildă, un miliampermetru c.c. cu indicația de 1 mA la cap de scală. Pentru ca „voltmetrul" obținut să indice 1 V la cap de scală, vom lua R3 = 1 V/1 mA = 1 kΩ.

Primul modul este, în schimb, un amplificator neinversor cu cîștigul în tensiune dictat de elementele R1, R'2, R''2 și C din bucla de reacție negativă. Și acesta poate „lucra" atît în tensiune continuă, cît și alternativă, cu mențiunea însă — și tocmai aici este „secretul" — că prin aranjamentul făcut, cîștigurile în tensiune rezultate vor fi diferite în cele două cazuri. Deși pe schemă nu s-au indicat valori numerice, cred că mulți vor „bănui" cam cît de diferite intenționăm să fie cele două cîștiguri.

Da, tocmai în raportul $\pi/2\sqrt{2} \approx 1,11$, pentru a oferi voltmetrului c.a. compensarea cuvenită.

# COMUTATOR CU HISTEREZIS

Comparatoarele de tensiune cu prag — abordate și în numărul trecut al revistei, la această rubrică — ridică uneori probleme în ceea ce privește siguranța basculării, mai ales atunci cînd elementul final (de „execuție") este un releu electromagnetic și/sau cînd tensiunea „urmărită" are o variație lentă. Amatorii care experimentează astfel de montaje pot avea surpriza de a constata, în jurul pragului dorit de comutație, unele tendințe de anclanșare-eliberare necontrolate, chiar „vibrații" ale releului, nu numai supărătoare, dar și periculoase pentru întregul montaj.

Soluția cu condensator în paralel pe bobina releului (folosită și în exemplele din numărul trecut) este bună, în general, dar nu dă întotdeauna rezultate sigure. O metodă mult mai sigură pentru înlăturarea acestui inconvenient o constituie renunțarea la pragul unic (comun) de basculare în cele două sensuri, prin introducerea unui mic decalaj (ecart, histerezis) între pragul de comutație „sus"-„jos" și cel de comutație „jos"-„sus".

Pentru a ilustra acest procedeu ne vom referi la schema de comparator din figura 1. Amplificatorul diferențial A, care poate fi un circuit integrat adecvat sau realizat cu componente discrete, comandă la ieșire releul Rel. Intrării neinversoare (+) a amplificatorului i se aplică un potențial constant, dictat de divizorul de tensiune R1-R2, iar intrării inversoare (—) i se aplică potențialul „urmărit", din punctul median B al divizorului Rx-R. Elementul Rx este un traductor pentru adevărata mărime urmărită, care poate fi de pildă temperatură, grad de iluminare etc. și ale cărei variații sînt transpuse în variații de rezistență electrică. Simultan, divizorul Rx-R transpune la rîndul său, aceste variații de rezistență în variații de potențial în punctul median B.

Pragul de basculare corespunde momentului în care, crescînd sau descrescînd, potențialul punctului B îl egalează instantaneu pe cel al punctului A, cu o cît de mică tendință de depășire. Se poate presupune că amplificatorul diferențial are un cîștig foarte mare în tensiune, astfel încît să ne referim practic la egalare. Pe de altă parte, însă, potențialul „urmărit" poate fi și el extrem de „fin" variabil, chiar cu tendințe slabe de oscilație (sau variații neregulate, accidentale), iar dacă acestea survin în imediata vecinătate a pragului, vom constata tocmai ceea ce spuneam la început.

Procedeul de separare a pragurilor are la bază introducerea unei reacții pozitive în circuitul amplificatorului diferențial. De pildă, putem face acest lucru așa cum se sugerează în figura 2, unde apar, în plus față de figura 1, potențiometrul P și rezistența R3. Ideea este de a prelua o fracțiune din tensiunea de ieșire a amplificatorului — regăsită la bornele potențiometrului — și a o reinjecta la intrarea neinversoare, prin intermediul rezistenței R3.

Observăm de la bun început că noile elemente rezistive (R3 și P) vor afecta în permanență potențialul punctului A, care nu mai este acum dictat exclusiv de divizorul R1-R2. Pe noi ne interesează însă aici efectul obținut asupra comutației propriu-zise, care este „consolidată" prin aplicarea acestei reacții pozitive. Vă propun, ca exercițiu, să demonstrați singuri acest lucru, mai ales că subiectul a fost tratat pe larg în paginile revistei.

În continuare vă sugerez și un exemplu concret de aplicare a procedeului, anume în situația fotoreleului din figura 3. Traductorul Rx a fost înlocuit aici prin fototranzistorul FT, iar pentru o adaptare mai comodă la sensibilitatea acestuia (ca și la nivelul iluminării ambiante), rezistența fixă R a fost substituită prin grupul ajustabil R1 plus P1. De asemenea, potențialul de referință din punctul A a fost și el făcut reglabil, din aceleași considerente (potențiometrul P2, preferabil de tip multitură, în locul divizorului fix inițial).

Amplificatorul diferențial este aici un operațional βA741 sau similar, iar pentru acționarea releului s-a mai intercalat un etaj de amplificare cu tranzistorul T (vezi și numărul trecut al revistei).

Reacția pozitivă este aplicată prin rezistența R4. Deoarece am renunțat la dozarea ei potențiometrică — P, din figura 2 — va fi necesar să tatonăm experimental valoarea lui R4, în funcție și de P2, eventual s-o facem chiar pe R4 ajustabilă.

Să presupunem că ne aflăm inițial în situația cu fototranzistorul „în întuneric", mai bine zis iluminat sub nivelul dorit ca prag de comutație, dar în vecinătatea acestuia. Prin ajustarea potențiometrelor P1 și P2 asigurăm starea „sus" a operaționalului, deci în această situație tranzistorul T conduce și releul este anclanșat.

Să considerăm acum că nivelul iluminării crește, atingînd și depășind cu foarte puțin pragul de comutație prestabilit. Prin creșterea iluminării, rezistența emitor-colector a fototranzistorului scade, potențialul punctului median B crește și, cum am presupus, îl depășește la un moment dat pe cel al punctului A. Intrarea inversoare a operaționalului este făcută astfel „mai pozitivă" decît cea neinversoare, cu rezultatul cunoscut: operaționalul basculează în starea „jos", tranzistorul T se blochează și releul este eliberat.

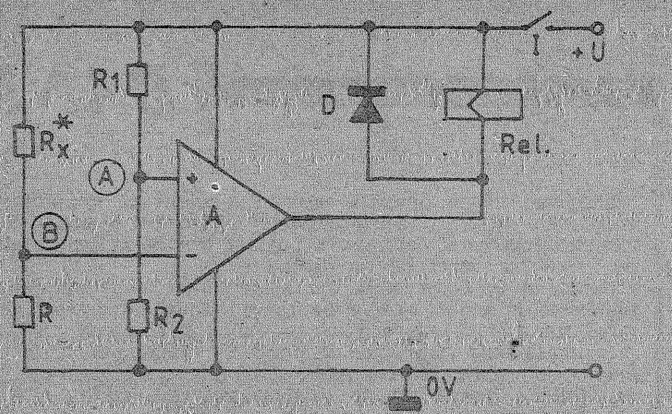
Simultan cu această comutație, potențialul de la ieșirea operaționalului scade brusc de la valoarea maximă (apropiată de tensiunea de alimentare U) la valoarea minimă. Prin aceasta, extremitatea rezistenței R4 conectată la ieșirea AO este și ea comutată „sus"-„jos", modificînd implicit potențialul punctului de referință A, mai precis făcîndu-l să scadă față de situația inițială.

Observăm, deci, că bascularea este „întărită" de reacția pozitivă, adică tocmai ceea ce ne-am propus. Într-adevăr, după ce s-a produs bascularea „sus"-„jos", o scădere (fluctuație, oscilație) foarte mică a nivelului de iluminare nu va mai avea ca efect bascularea inversă, căci potențialul punctului A este acum mai scăzut. Intervine astfel cel de al doilea prag — în cazul de față nivel de iluminare semnificativ mai redus — care va permite revenirea circuitului în starea inițială.

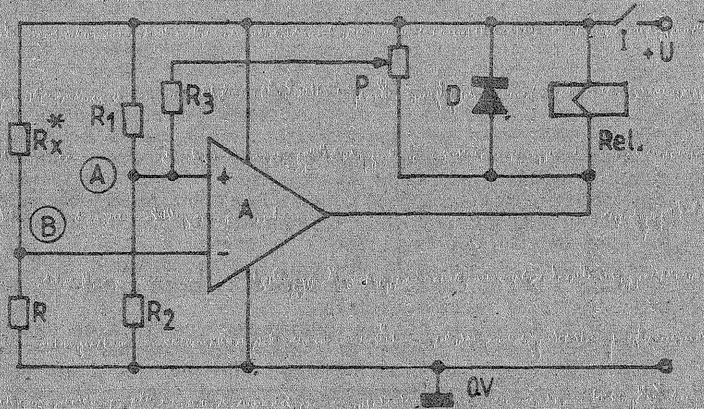
Pentru ca existența celor două praguri să nu ne deranjeze prea mult, va trebui să tatonăm experimental ecartul dintre ele sub forma unui compromis optim, fără a sacrifica fermitatea basculării.

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU

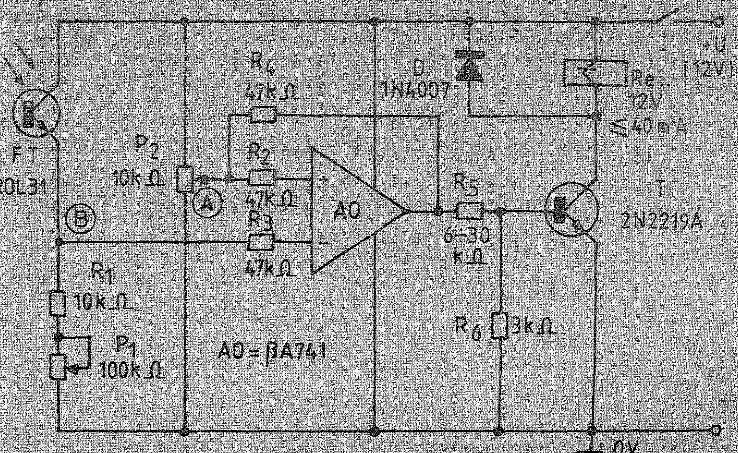
1




2




3



Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI şi SPORTULUI

# ANTENA MULTIBAND pentru UNDE SCURTE

IULIAN POPOVICI Y07DJ

Conform teoriei propagării undelor radio, se poate arăta că un semnal poate fi emis cu un randament bun numai dacă antena reprezintă cel puţin 1/10 din lungimea de undă corespunzătoare frecvenţei minime din spectrul propus.

Avînd în vedere acest considerent, cît şi spaţiul foarte limitat de care dispun mulţi radioamatori, am experimentat antena pe care o propun în acest articol şi cu care am obţinut rezultate bune.

Pentru calcularea ei s-a luat în considerare banda de 3,5 MHz, la lungimea de undă de 84 m care a fost divizată cu 10, rezultînd un element radiant de 8,4 m, montat în poziţie verticală. După aceea am trecut la experimentarea ei în toate benzile de unde scurte alocate radioamatorilor, rezultatele fiind prezentate în continuare.

### Funcţionare

A. **În banda de 80 m** antena este un submultiplu de $\lambda\left(\frac{\lambda}{10}\right)$; unghiul de radiaţie în plan vertical este de aproximativ 7° fiind foarte propice pentru traficul intercontinental. Am lucrat, practic toate continentele în banda de 80 m cu controale variind în raport de propagare între 5:5 şi 5:9. De asemenea, ea este bună pentru traficul local. Raportul de unde staţionare este de cel mult 1,5.

B. **În banda de 40 m** antena este tot un submultiplu de $\lambda\left(\frac{\lambda}{5}\right)$; unghiul de radiaţie în plan vertical este de aproximativ 5°, făcînd-o foarte bună pentru traficul intercontinental. Lucrează bine şi în traficul local. Raportul de unde staţionare este de cel mult 1,3.

C. **În banda de 20 m** antena este de asemenea un submultiplu de $\lambda\left(\frac{\lambda}{1,2}\right)$; unghiul de radiaţie în plan vertical este de 2—3°, foarte favorabil pentru legături intercontinentale. Raportul de unde staţionare este de aproximativ 1,2.

Recomand ca antena, dacă este amplasată pe bloc, în timpul furtunilor să fie legată (cuplată) ferm la pămînt, întrucît electricitatea statică care se acumulează în ea este deosebit de periculoasă. De asemenea, ea nu trebuie să fie amplasată lîngă mari mase metalice pentru că o influenţează negativ, schimbîndu-i parametrii.

### Detalii de construcţie.

1. **Pentru cei care nu locuiesc la bloc** antena se construieşte astfel: pe pămînt la aproximativ 25—35 cm de sol se aşează un suport electroizolant din ceramică (un izolator de înaltă tensiune) pe care se montează elementul radiant de 8,4 m, acesta fiind o ţeavă din duraluminiu sau fier galvanizat cu diametrul de 20—35 mm. Această ţeavă trebuie susţinută cu ancore de capron sau nailon de la mijlocul ei şi din vîrf. În partea de jos se practică un orificiu, unde, cu ajutorul unui şurub, se va prinde firul central al cablului coaxial. Aşa cum se vede din figură, contragreutăţile sînt în număr de două pentru fiecare bandă şi se îngroapă în sol la adîncimea de 40—50 cm; cine dispune de o plasă din sîrmă galvanizată sub forma unui pătrat cu latura de 8,4 m, o poate îngropa la aceeaşi adîncime în sol. Contragreutatea astfel formată se leagă la tresa metalică a cablului coaxial. Distanţa între contragreutate şi elementul radiant vertical este de 25—35 cm. Cablul coaxial de alimentare poate fi îngropat în sol sau poate fi adus pe deasupra solului.

2. **Pentru cei care locuiesc la bloc** sau în locuinţe de tip bloc, antena se construieşte asemănător, cu deosebirea că elementul vertical se situează la 5 m deasupra acoperişului (dacă acest acoperiş este din ciment sau ţiglă) pentru a permite amplasarea contragreutăţilor. Dacă acoperişul este din tablă, antena se construieşte conform punctului 1, întrucît rolul contragreutăţilor îi va efectua chiar învelitorul propriu-zis.

Antena a fost experimentată în

# BANDA OCUPATĂ

ing. VASILE CIOBĂNIŢA YO3APG

Lărgimea benzii ocupate este o caracteristică importantă a tuturor emisiunilor radio şi îndeosebi a celor de amator. Aceasta întrucît în benzile de frecvenţă alocate, relativ înguste, trebuie să lucreze un număr din ce în ce mai mare de radioamatori.

Pentru un tip de emisiune dat, adică pentru un anumit gen de modulaţie, există un anumit interval de frecvenţă, absolut necesar, pentru asigurarea transmiterii informaţiilor cu viteza şi calitatea dorită.

În acest sens regulamentul stabileşte următoarele lărgimi de bandă maxim admisibile: 200 Hz pentru telegrafie; 6 kHz pentru emisiunile MA sau MF cu bandă îngustă (NBFM) şi 3 kHz pentru emisiunile BLU.

În practică, o anumită emisiune poate ocupa un spectru de frecvenţe mai mult sau mai puţin întins, spectru ce depinde în principal de tipul modulaţiei folosite.

Un semnal continuu, pur sinusoidal, ocupă un spectru format dintr-o singură frecvenţă, dar nici nu poate transmite informaţii.

În urma procesului de modulaţie, ce constă de fapt în modificarea amplitudinii (la MA şi CW) sau a frecvenţei şi fazei, apar componente laterale, iar emisiunea se caracterizează printr-o bandă ocupată.

Lărgimea benzii ocupate depinde de natura şi spectrul semnalului modulator precum şi de gradul de modulaţie. Prin definiţie banda ocupată este intervalul de frecvenţă în care se concentrează 99% din puterea medie radiată în timpul unei anumite emisiuni. Este evident că există o relaţie între banda ocupată şi banda necesară.

Banda ocupată, trebuie să fie mai mică sau cel mult egală cu banda necesară, adică cu banda maxim admisibilă, orice radiaţie în afara acesteia constituind radiaţie parazită.

Măsurile pe care le pot lua radioamatorii pentru a nu depăşi aceste benzi maxim admise, constau în evitarea supramodulaţiei, limitarea spectrului audio, utilizarea de filtre eficiente între emiţător şi antenă, asigurarea unui ton curat la emisiunile telegrafice.

În practică se depăşesc uşor limitele admise la MF folosită în UUS, unde compresia de dinamică, adică reglajul automat al nivelului în AJF este indispensabil. „Spleterele" de la emisiunile BLU, reprezintă de asemeni, tot depăşiri ale celor 3 kHz admişi pentru acest tip de emisiune. Cauzele sînt: reglajul incorect al mixerului de purtătoare precum şi reglajul incorect al amplificatorului de putere.

În cazul obţinerii semnalelor BLU folosind metoda „defazării", este absolut necesară limitarea prealabilă a spectrului de JF, întrucît nu se pot realiza circuite de defazare în benzi foarte largi.

Chiar şi pentru decada 300—3 000 Hz este destul de dificil de realizat şi reglat un circuit de defazare cu eroare mai mică de ±1%.

În cazul că spectrul audio nu se limitează la 3 kHz, componentele superioare, e adevărat cu amplitudini reduse, vor avea alte defazaje şi vor contribui la creşterea componentelor parazite. Emisiunile telegrafice, consider că sînt singurele în care cu greu se depăşesc cei 200 Hz admişi. Aceasta bineînţeles cînd semnalul este stabil şi sinusoidal, iar alimentarea emiţătorului se face cu tensiuni bine filtrate.

De fapt despre banda ocupată de emisiunile telegrafice se pot spune multe lucruri.

În primul rînd, spectrul ocupat depinde de durata impulsurilor deci de viteza de transmitere. Pentru o apreciere cît mai unitară a acestei viteze, întrucît codul Morse este un cod neuniform, se utilizează sistemul PARIS. Cuvîntul Paris, ales drept standard, conţine în alfabetul MORSE, 50 de biţi de informaţie. Astfel o transmitere cu 25 de grupe sau cuvinte pe minut va avea: (25x50):60≈20 biţi/secundă.

Binecunoscuta formulă a lui Shannon din teoria transmiterii informaţiilor ne arată că în cazul unui raport semnal-zgomot egal cu 15, pentru a transmite această cantitate de informaţie, este necesară o bandă de numai 5 Hz, întrucît conform acestei formule, capacitatea canalului (C) este: $C = B + lg_2(\frac{S}{Z} + 1)$, unde B = banda necesară în Hz.

Din păcate Shannon nu a inventat şi structura codului care să permită atingerea acestei limite teoretice. Oricum în practică pentru viteza de 25 cuvinte/minut, banda necesară este de 4—5 ori banda calculată adică cca 20—25 Hz. În plus se lucrează în mod curent şi cu rapoarte S/Z mult mai mici. Valori apropiate ale benzii necesare se obţin şi în cazul calculelor ce utilizează seriile Fourier. Rezultă că banda admisă, permite lucru la viteze mari de transmitere. Pornind de la aceste considerente, în ultimii ani, au apărut încercări de QSO-uri folosind o tehnică nouă, numită telegrafie coerentă. Aceasta constă în reducerea la minimum a lărgimii canalului emisie-recepţie, folosind filtre cu caracteristici de frecvenţă optime, precum şi tansmiterea şi recepţia sincronă a semnalelor MORSE. S-au realizat astfel legături spectaculoase la distanţe mari, folosind puteri ce nu depăşesc 1 W.

În practica curentă, determinarea benzii necesare pentru un anumit tip de emisiune se face mult mai simplu. De exemplu, pentru modulaţia de amplitudine (A3E):

$$B_n = 2 \cdot F_{mMax}$$

unde $F_{mMax}$ este frecvenţa de modulaţie maximă.

Pentru frecvenţe de modulaţie maxime de 3 kHz se obţine valoarea de 6 kHz pentru banda necesară.

Conform standardizării introduse la WARG 79, acest tip de emisiune se va codifica astfel: 6K00A3EJN; unde 6K00 reprezintă banda maximă admisă, iar literele J şi N semnificînd calitate comercială şi respectiv, lipsă de multiplexare.

Pentru emisiunile BLU (J3E) banda necesară este:

$$B_n = F_{mMax} - F_{m\ min},$$

adică este egală cu diferenţa dintre frecvenţa maximă şi minimă de modulaţie. Dacă aceste valori sînt 3 000 şi respectiv, 300 Hz, banda necesară va fi 2 700 Hz. La noi se admite 3 000 Hz. O emisiune BLU cu bandă maxim admisă de 2,7 kHz se va codifica: 2K70J3EJN.

Pentru emisiunile în care purtătoarea nu este complet suprimată, banda necesară este egală cu $F_{mMax}$, deci cu 3 kHz.

În cazul emisiunilor A1A (telegrafie recepţionată auditiv), se utilizează relaţia:

$$B_n = B \cdot K, \text{ unde:}$$

B este viteza de telegrafie în bauds, iar K este o constantă numerică ale cărei valori depind de mărimea distorsiunilor acceptate, precum şi de puritatea canalului radio. Astfel CCIR recomandă pentru K valorile K = 5 pentru canale de fading şi k = 3 pentru cazul în care nu există fading.

ambele variante cu rezultate bune.

**Concluzii rezultate din experimentare:**

— cablul coaxial trebuie să fie de calitate, cu o foarte bună izolație; impedanța lui este de 52Ω;

— lungimea cablului coaxial nu trebuie să depășească 25,2 m (variante admise: 8,4 m; 16,2 m; 25,2 m);

— între cablu și transceiver se interconectează adaptorul de antenă conform schemei;

— acordul antenei se face la recepție, unde există un maxim de semnal, vizualizat pe S-metru, după care, din adaptorul de antenă, se face un mic retuș pentru fiecare bandă de emisie;

— experimentul s-a făcut cu puteri cuprinse între 3,5 W și 100 W;

— adaptorul de antenă este un element esențial și i se va acorda o atenție deosebită;

— nu produce B.C.I. și nici T.V.I.; asupra acestui considerent vreau să mă opresc puțin și să accentuez că de fapt nu antenele produc aceste nedorite fenomene, ci faptul că semnalul ce iese din emițător nu este curat, fiind însoțit de armonici și alte produse radioelectrice, iar foarte mulți radioamatori nu montează nici măcar un filtru de rețea în alimentarea emițătoarelor.

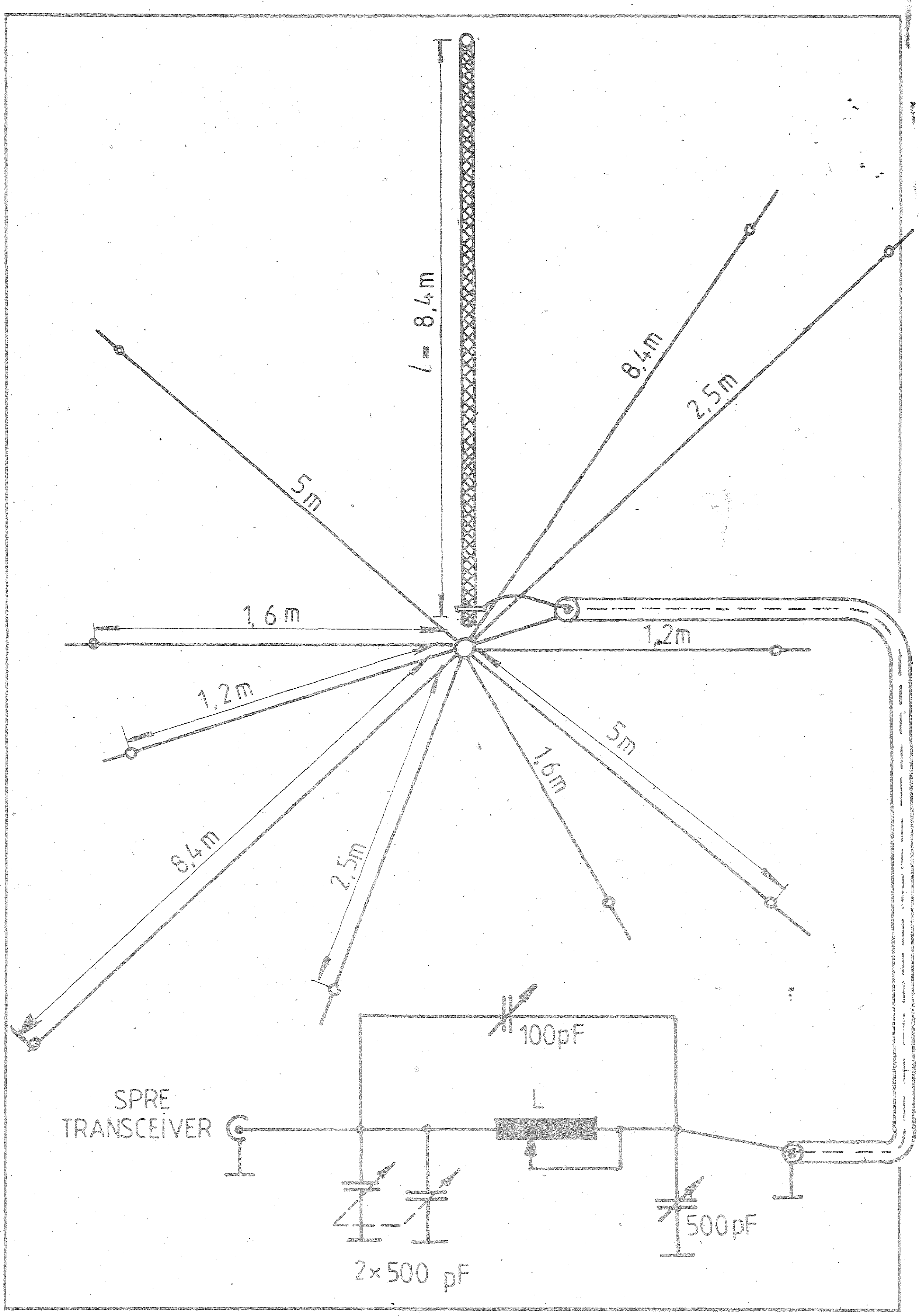
Experimentul s-a făcut pe durata a aproximativ 3 ani cu transceiverul propriu „ALPHATEST", home made, cu dublă schimbare de frecvență, precedat de un preselector de radiofrecvență cu două nuvistoare în montaj cascod, iar la emisie cu puteri variabile realizate cu două amplificatoare de bandă largă însumate, fiecare cu cîte două tranzistoare BLX14C.

Consider că este o antenă bună care funcționează în toate benzile (cele alocate de curînd nu au fost experimentate, deoarece transceiverul nu a fost conceput și pentru acestea) și este destinată radioamatorilor ce dispun de spațiu limitat pentru amplasarea antenelor.

O recomand cu multă căldură și doresc o cît mai apropiată întîlnire cu dumneavoastră, dragi prieteni YO, folosind această antenă.

L = bobină cu inductanță variabilă; se bobinează pe un cilindru de ceramică cu diametrul de 40 mm un număr de 38 de spire din sîrmă CuAg cu diametrul de 1 mm și pas de 1 mm; bobina este prevăzută cu cursor pentru reglaj.

Toate condensatoarele variabile sînt cu tensiunea de lucru și cu izolația necesară la cel puțin 3 kV.



# PREAMPLIFICATOR-CORECTOR COMANDAT ÎN TENSIUNE

ALEXANDRU ZANCA

(URMARE DIN NR. TRECUT)

Cel de al doilea circuit integrat, TCA740, are o construcție și funcționare similară. Diferența constă în modul de conectare a celor patru celule amplificatoare, și anume, acestea sînt independente, în exterior fiind accesibile ambele ieșiri ale celor două generatoare de curent (fig.5). Deci, se dispune de patru amplificatoare ce pot fi comandate din exterior, două cîte două. Acest lucru permite, făcînd apel la o rețea de corecție adecvată, reglarea răspunsului în frecvență în domeniile joase și înalte, legînd în cascadă cîte două astfel de celule amplificatoare. O altă aplicație imediată ar fi controlul volumului și balansului în amplificatoarele cuadrofonice cu ajutorul unui singur potențiometru simplu, evitîndu-se astfel costisitorul (și greu de procurat) potențiometru cuadruplu tandem.

În tabelele 1 și 2 sînt arătați principalii parametri electrici și performanțele celor două circuite integrate. Circuitele A273D și A274D sînt echivalente pin cu pin și ca performanțe cu circuitele Philips.

Preamplificatorul corector realizat cu circuitele integrate A273D și A274D are schema ilustrată în figura 6. S-a ales acest mod de conectare a celor două circuite pentru a avea distorsiuni minime și un raport semnal/zgomot cît mai bun. Rezistența de intrare a fost fixată la 250 kΩ prin rezistențele R1 și R2. În prima etapă, semnalului i se reglează balansul, după care semnalul este adus la intrarea circuitului integrat A274D, care realizează corecția de ton prin intermediul rețelelor externe de corecție R3—C6—R7 (R4—C7—R8) și C12—R15—R17 (C13—R16—R18). Grupul R5—C14 (R6—C15) limitează răspunsul la frecvențe înalte (−3 dB la 100 kHz) și împiedică autooscilația la aceste frecvențe. Semnalul, astfel prelucrat, este atenuat/amplificat în funcție de tensiunea de comandă aplicată la pinul 13, după care este disponibil la pinii de ieșire ai circuitului integrat A273D.

Dacă rezistența R37 este conectată în paralel cu condensatorul C28, răspunsul în frecvență al preamplificatorului va fi de tip „fiziologic" (vezi figura 7, curbele cu linie continuă). Dacă rezistența R37 este deconectată, răspunsul este liniar (vezi figura 7, curbele cu linie întreruptă). Dacă se dorește ca răspunsul să fie de tip fiziologic permanent, se poate realiza configurația din figura 8, pentru această zonă a circuitului A273D. În acest caz condensatorul C28 și rezistența R37 se vor elimina, pinul 4 rămînînd neconectat (liber). Bineînțeles, se va reface cablajul pentru noua configurație a zonei. Tot în figura 8 sînt date relațiile de calcul și curba de răspuns în cazul rețelei de mai sus. În figurile 9 și 10 sînt ilustrate grafic variația răspunsului cu frecvența în cazul acționării corectoarelor de ton în zona înaltă și joasă a spectrului de audiofrecvență și, respectiv, modul de acționare a controlului balansului (a. — variația cîștigului între pinii 3—14 și b. — variația cîștigului între pinii 5—11).

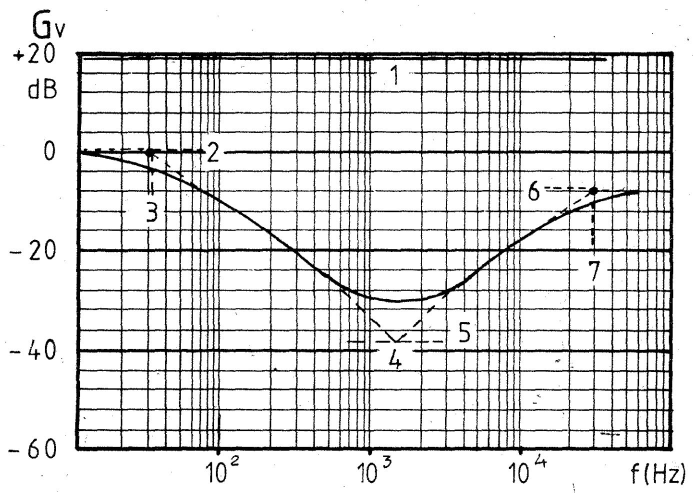
Alimentarea montajului se va face de la o sursă stabilizată și bine filtrată, capabilă să furnizeze minimum 100 mA la o tensiune de 17 V.

Pentru realizarea cablajului s-a folosit sticlotextolit dublu placat. În figura 11 este ilustrat desenul cablajului la scara 1:1, văzut dinspre lipituri (fața B), iar în figura 12, dispunerea pieselor și fața A a cablajului. Componentele trebuie să fie de bună calitate și verificate înainte de plantare pe placă. Se vor folosi rezistoare cu peliculă metalică (RPM sau MLT) și condensatoare multistrat sau stiroflex, iar condensatoarele electrolitice vor fi cu tantal, tip picătură. Excepție fac rezistoarele R31... R44 și condensatoarele C26, C27, C29... C31, ce pot fi rezistoare obișnuite de 0,25 W și, respectiv, condensatoare electrolitice tip EG. Componentele de mai sus nu se plantează pe placa de bază, ci pe niște plăcuțe prinse pe terminalele potențiometrelor R33, R34 și R39. Firele de legătură pentru aceste potențiometre nu trebuie ecranate și pot avea o lungime de 2...3 m, dacă

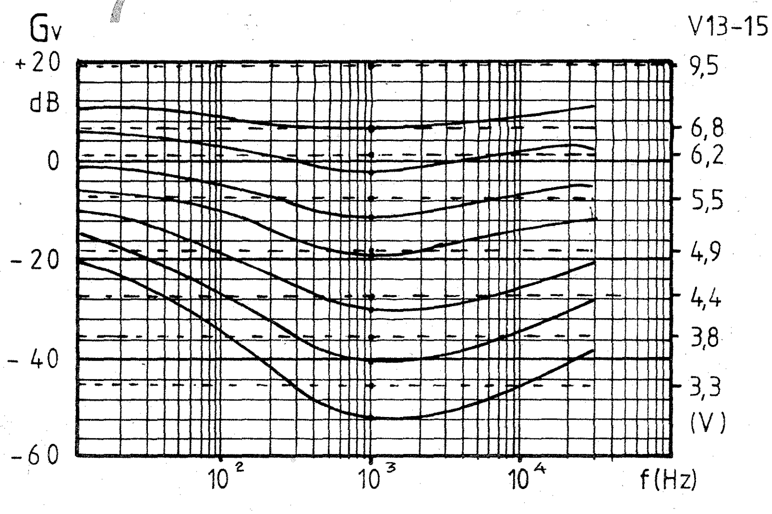
TABELUL 1
**Principalii parametri ai circuitului TCA730 (A273D)**

| PARAMETRUL | VALOAREA |
|---|---|
| Tensiunea de alimentare (pin 8) | tip. 15 V; max. 18 V |
| Curentul de alimentare (pin 8) | tip 35 mA |
| Domeniul tensiunilor la intrare (valoare r.m.s.) | 0,1...1,7 V |
| Tensiunea nominală la intrare (valoare r.m.s.) | tip 0,5 V |
| Rezistența de intrare (pinii 11 și 14) | ≥ 3 MΩ |
| Rezistența de ieșire (pinii 3 și 5) | tip 10 Ω |
| Domeniul de reglaj al volumului | |
| — cîștig | 0...+20 dB |
| — atenuare | 0...−80 dB |
| Echilibrarea canalelor | tip. 1 dB |
| Domeniul de reglare a balansului | +5...−7 dB |
| Distorsiunile totale: | |
| — $V_o$ = 1 V; $G_v$ = max. | tip. 0,07%; max. 0,2% |
| — $V_o$ = 1 V; $V_i$ = 1 V | tip. 0,2% |
| — $V_o$ = 50 mV; $V_i$ = 150 mV | tip. 0,03%; max. 0,1% |
| — $V_o$ = 50 mV; $V_i$ = 1 V | tip. 0,2% |
| Diafonia între canale ($G_v = -20$ dB; $V_i = V_o < 1$ V) | tip. 53 dB |
| Raportul semnal/zgomot | tip. 67 dB |
| Răspunsul în frecvență (la −1 dB) | 20...20 000 Hz |
| Domeniul recomandat de variație a tensiunii de control | |
| — volum (V13—15) | 2...9,5 V |
| — balans (V12—15) | 2,5...9 V |
| Tensiunea de reglaj pentru $G_v$ = 10 dB (V13—15) | tip. 6,9 V |
| Tensiunea de reglaj pentru balans 0 dB (V12—15) ($G_v$ = −10 dB) | tip. 5,6 V |
| Curentul pe intrarea de comandă | |
| — volum (V13—15 = 6,9 V) | tip. 15 μA; max. 50 μA |
| — balans (V12—15 = 5,6 V) | tip. 8 μA; max. 25 μA |
| Rezistența de intrare pe pinii de comandă | |
| — volum pin 13 | tip. 500 kΩ |
| — balans pin 12 | tip. 600 kΩ |

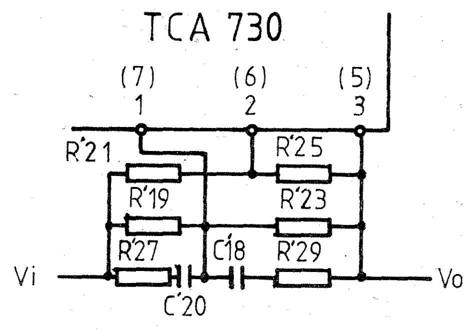
8



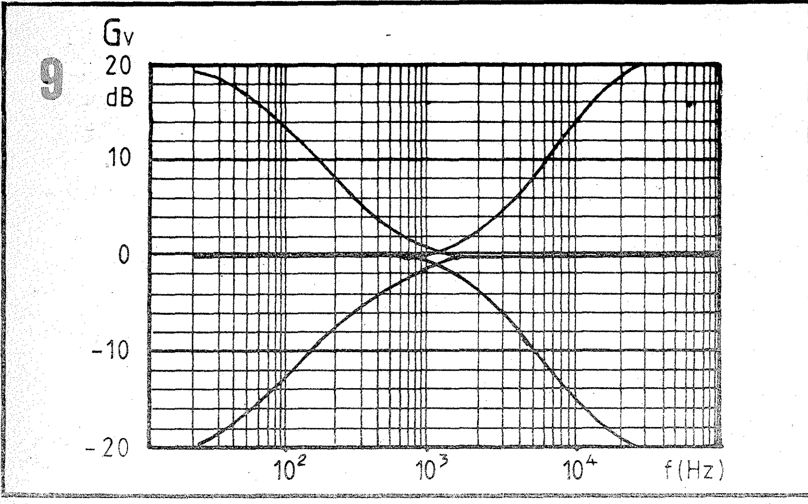

7



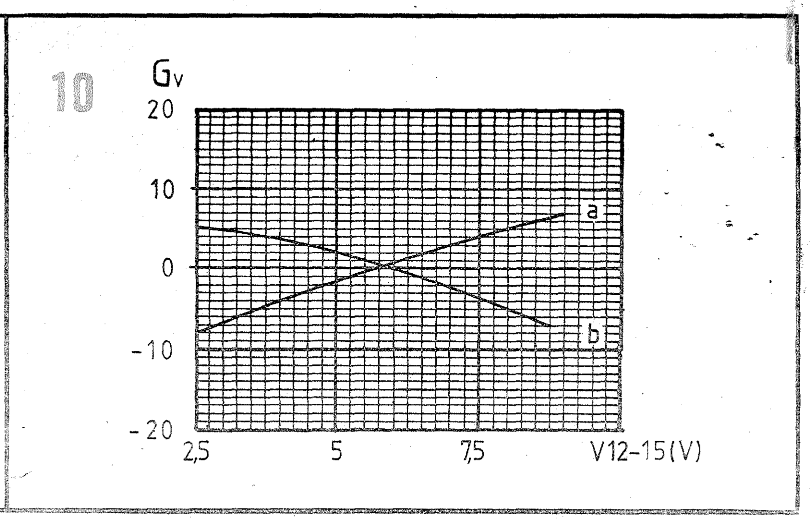

1) Gv=R'25/R'21
2) Gv=R'23/R'19
3) Gv=1/2π·R'23·C'18
4) Gv=1/2π·R'29·C'20 = =1/2π·R'19·C'20
5) Gv=R'29/R'27
6) Gv=R'29/R'27
7) Gv=1/2π·R'27·C'20



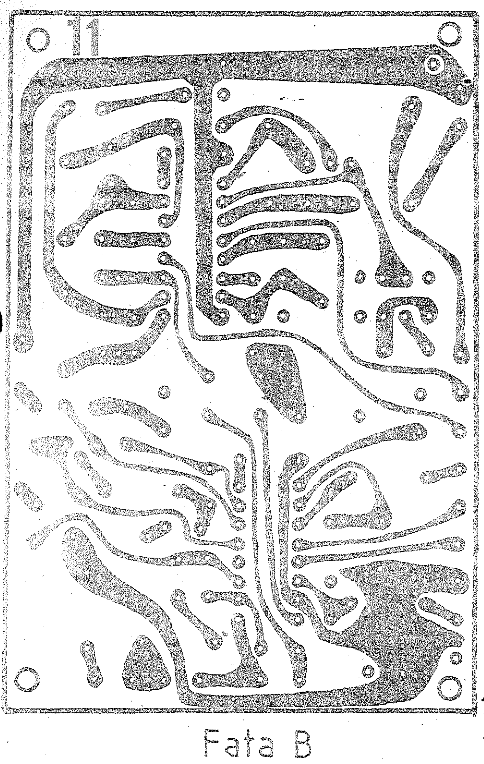
9



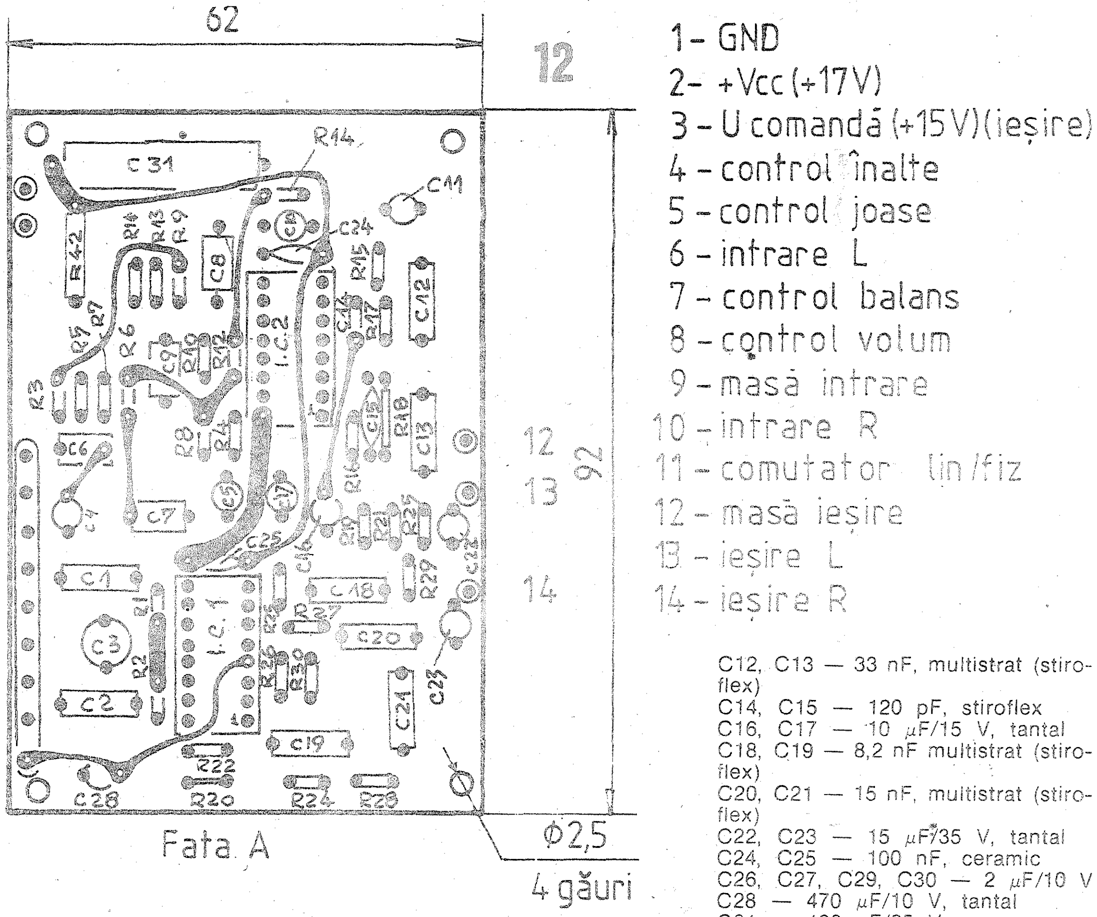

10




11




12




se dorește realizarea unei telecomenzi. Cablurile de semnal vor fi realizate din două fire răsucite și apoi ecranate. Un fir va fi firul "cald", celălalt firul de masă pentru semnal, iar ecranul (ce nu „transportă" semnal) va fi legat la masă într-un singur punct, și anume cosa 9.

Montajul nu necesită vreun reglaj, lucrînd la parametrii de catalog dacă a fost corect realizat.

Performanțele acestui preamplificator sînt:
- rezistența de intrare 270 kΩ
- amplificarea 0...+20 dB
- atenuarea 0...—80 dB
- domeniul de reglare a balansului, +5...—7 dB
- distorsiunile max. 0,2%
- raportul semnal/zgomot 67 dB
- răspunsul în frecvență la± 1 dB 20...20 000 Hz (K în poziția liniar)
- accentuarea/dezaccentuarea la 20 Hz, +18/—18 dB
- accentuarea/dezaccentuarea la 20 kHz, +20/—18 dB

**Bibliografie**

Catalog Philips
Radiotechnika, nr 1/1978
Radiotechnika, nr 2/1978
M. Cigudean ș.a., Circuite integrate liniare. Aplicații

**LISTA COMPONENTELOR**

R1, R2 — 270 kΩ
R3, R4, R7, R8, R9, R10, R11, R12 — 39 kΩ
R5, R6 — 2,2 kΩ
R13, R14, R17, R18, R23, R24, R44 — 12 kΩ
R15, R16 — 180 kΩ
R19, R20 — 18 kΩ
R21, R22 — 33 kΩ
R25, R26 — 120 kΩ
R27, R28 — 560 Ω
R29, R30 — 10 kΩ
R31, R32, R41 — 7,5 kΩ
R33 — 100 kΩ/lin
R34, R39, R40 — 10 kΩ/lin
R35 — 2,7 kΩ
R36, R38 — 3,6 kΩ
R37 — 1 kΩ
R42 — 30 Ω
R43 — 16 kΩ
C1, C2 — 220 nF, multistrat
C3 — 50 μF/15 V, tantal
C4, C5 — 2 μF/15 V, tantal
C6, C7, C8, C9 — 1,8 nF, stiroflex
C10, C11 — 2 μF/15 V, tantal
C12, C13 — 33 nF, multistrat (stiroflex)
C14, C15 — 120 pF, stiroflex
C16, C17 — 10 μF/15 V, tantal
C18, C19 — 8,2 nF multistrat (stiroflex)
C20, C21 — 15 nF, multistrat (stiroflex)
C22, C23 — 15 μF/35 V, tantal
C24, C25 — 100 nF, ceramic
C26, C27, C29, C30 — 2 μF/10 V
C28 — 470 μF/10 V, tantal
C31 — 100 μF/25 V
I.C.1 — A273D (TCA730)
I.C.2 — A274D (TCA740)

**TABELUL 2** — Principalii parametri ai circuitului TCA740 (A274D)

| PARAMETRUL | VALOAREA |
|---|---|
| Tensiunea de alimentare | tip. 15 V; max. 18 V |
| Curentul de alimentare | tip. 35 mA |
| Accentuarea bas la 40 Hz ($f_o$ = 1 kHz; V4—16 = 9,2 V) | tip. 16 dB |
| Dezaccentuarea bas la 40 Hz ($f_o$ = 1 kHz; V4—16 = 2 V) | tip. 16 dB |
| Accentuarea înalte la 16 kHz ($f_o$ = 1 kHz; V12—16 = 9,2 V) | tip. 16 dB |
| Dezaccentuarea înalte la 16 kHz ($f_o$ = 1 kHz; V12—16 = 2 V) | tip. 16 dB |
| Distorsiunile totale: | |
| — $V_o$ = 100 mV; f = 1 kHz | tip. 0,03% |
| — $V_o$ = 100 mV; f = 40...16 000 Hz | tip. 0,15% |
| — $V_o$ = 1 V; f = 1 kHz | tip. 0,2% |
| — $V_o$ = 1 V; f = 40...16 000 Hz | tip. 0,2% |
| Diafonia | |
| — f = 1 000 Hz | tip. 72 dB |
| — f = 250...12 500 Hz | tip. 68 dB |
| — f = 40...16 000 Hz | min. 60 dB |
| Răspunsul în frecvență la −1 dB | 20...20 000 Hz |
| Domeniul recomandat de variație a tensiunii de control a tonului: | |
| — reglaj joase/înalte (V4—16 = V12—16) | 2...9,2 V |
| — tensiunea pentru răspuns liniar | tip. 5,6 V |
| — curentul intrării de comandă | tip. 6 μA; max. 25 μA |
| — rezistența de intrare pini comandă | tip. 800 kΩ |
| Rezistența de intrare a amplificatoarelor (pinii 1, 2, 6, 7, 9, 10, 14 și 15) | > 1 MΩ |
| Rezistența de ieșire a amplificatoarelor (pinii 3, 5, 11 și 13) | tip. 10 kΩ |
| Tensiunea continuă la ieșire (V4—16 = V12—16 = 5,6) | tip. 4,6 V |

# Modul audio-video pentru TELECOLOR 3007

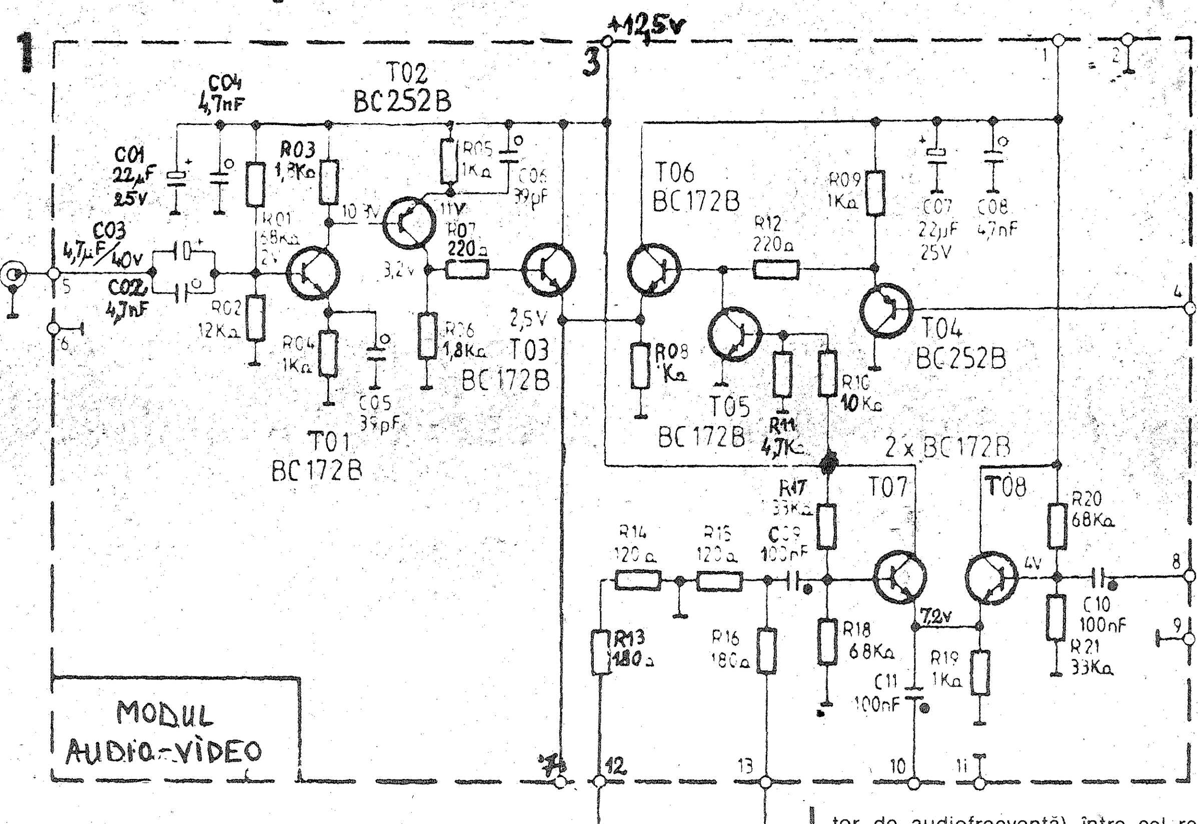
Aproape toate receptoarele TV color posedă din construcție modulul AUDIO-VIDEO (deci mufă A—V) care le oferă posibilitatea de funcționare ca monitoare pentru redarea semnalelor furnizate de video-casetofoane, primind semnalul pe altă cale decît cea de radiofrecvență (intrarea de antenă).

Astfel, la funcționarea televizorului ca monitor, se elimină din calea semnalului videocomplex color selectorul de canale, amplificatorul FI—CC (frecvență intermediară-cale comună), modulul CAF (contol automat al frecvenței), precum și amplificatorul FIS (frecvență intermediară sunet), ceea ce contribuie la creșterea definiției imaginii și a calității sunetului redat.

Receptoarele TV color din familia TELECOLOR (4106, 4507, 5601 și 5602), ca și cele de tip TOPCOLOR 5101 și CROMATIC, posedă modulul A—V, realizat cu două circuite integrate de tip B342D și trei tranzistoare. Borna intrare-ieșire AUDIO-VIDEO a televizorului se conectează la intrările sau ieșirile A—V ale videocasetofonului, în funcție de sensul în care circulă semnalul. În mod normal, la borna A—V televizorul furnizează semnale pentru înregistrare pe V.C.R (video casette recorder), caz în care se utilizează mufele „AUDIO-IN" și „VIDEO-IN" ale videocasetofonului.

Dacă se programează videocasetofonul pe funcția de redare, la mufa A—V a receptorului TV trebuie introdusă o tensiune de circa 12 V pentru comutarea TV pe funcția de redare (monitor). Această tensiune este în general furnizată de VCR-uri, iar în caz contrar ea trebuie introdusă de la o sursă exterioară de + 12 Vcc, stabilizată. Funcția de redare de pe video anulează funcțiile programate anterior pe TV. În acest caz se utilizează mufele „AUDIO-OUT" și „VIDEO-OUT" ale videocasetofonului.

Acest modul lipsește din construcția primelor receptoare TV din familia TELECOLOR, respectiv 3006 și 3007. Pentru înlăturarea acestui neajuns se va atașa televizorului montajul a cărui schemă electrică este prezentată în figura 1.




Conectarea terminalelor modulului la punctele de pe schema electrică a televizorului TELECOLOR 3007 se face astfel:

1--- +12,5 V (colectorul tranzistorului $T_{2393}$);

2--- masă;

3--- cosa 60 de pe modulul Memorarea postului;

4--- $R_{2392}$ (baza tranzistorului $T_{2393}$);

5--- mufa tip BNC (care se montează);

6--- masă;

7--- $R_{2393}$ (emitorul tranzistorului $T_{2393}$);

8--- pinul 8 al C.I. A220D (de pe modulul Sunet);

9--- masă;

10--- terminalul 10 al modului Sunet;

11--- masă;

12 și 13--- mufa tip DIN (care se montează).

În vederea conectării modulului A—V se elimină de pe schema televizorului tranzistorul $T_{2392}$ (de tip SC236) și condensatorul $C_{3711}$ (100 nF), deci condensatorul 11 de pe modulul 37 (sunet). Astfel se poate interveni pe calea semnalului de VF (videofrecvență) la ieșirea AFI-CC și a semnalului de AF (audiofrecvență) la ieșirea AFI-S, comutînd semnalul de atac pentru etajele următoare (decodorul de crominanță, modulul R.G.B., sincroseparator și amplificator de audiofrecvență) între cel recepționat pe un singur canal de RF și cel provenit de la două surse (video și audio).

Se utilizează, de regulă, pentru intrarea VIDEO mufe tip BNC, iar pentru cea AUDIO, mufe tip DIN (de magnetofon).

În figurile 2 și 3 este prezentat cablajul modulului, respectiv partea plantată și cea placată.

Acest modul AUDIO-VIDEO, denumit și modul comutare semnal, echipează monitorul color 002, realizat pornind de la structura televizorului TELECOLOR 3007.

La intrarea monitorului se aplică semnalele:

— semnal VCC (videocomplex color) de 1Vvv pozitiv, codat PAL sau SECAM, pe o impedanță de 75Ω;

## SEMNE CONVENȚIONALE

PENTRU LINII DE ÎNTÎRZIERE

| Simbol | Denumire |
|---|---|
| | Linie de întîrziere de tip magnetostrictiv, reprezentată cu trei înfășurări, asamblată. Notă. Simbolurile înfășurărilor pot fi orientate după cum este necesar. |
| | Linie de întîrziere de tip magnetostrictiv cu înfășurări, reprezentată cu o intrare și două ieșiri, în reprezentare desfășurată |
| | Intrare |
| 50 µs | Ieșire intermediară cu întîrziere de 50 µs |
| 100 µs | Ieșire finală cu întîrziere de 100 µs |
| | Linie de întîrziere, de tip coaxial |
| | Linie de întîrziere, de tip cu masă solidă cu transductoare piezoelectrice |

| Simbol | Denumire |
|---|---|
| | Linie de întîrziere, simbol general<br>Elemennt de întîrziere, simbol general |
| 50 µs<br>100 µs | Linie de întîrziere de tip magnetostrictiv, reprezentată cu o intrare și două ieșiri care dau 50 µs și respectiv, 100 µs întîrziere |
| | Linie de întîrziere, de tip coaxial |
| Hg | Linie de întîrziere cu mercur, cu transductoare piezoelectrice |
| | Linie de întîrziere, de tip linie artificială |

(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)

— semnal AF (audiofrecvenţă) de 1,5 Vef pe o impedanţă de 600Ω, simetric.

Să urmărim funcţionarea modului A—V în cele două ipostaze.

• În cazul utilizării ca receptor TV (intrarea semnalului făcîndu-se pe la borna de antenă), funcţionarea este cea prezentată mai jos, ţinînd cont de modificările efectuate. Terminalul 1 al modulului (care reprezintă locul unde anterior se afla colectorul lui $T_{2392}$ — eliminat), se găseşte permanent la tensiunea de +12,5 V. Această tensiune polarizează tranzistoarele T04, T06 şi T08 de pe modul.

Terminalul 4 al modulului (locul unde anterior se afla baza tranzistorului $T_{2392}$) legat la R2392 (120Ω) primeşte semnalul de la ieşirea AFI-CC. Acest semnal videocomplex se aplică în baza tranzistorului T04 şi se regăseşte cu aceeaşi amplitudine în emitorul său, aplicîndu-se în continuare prin R12 la baza lui T06, care împreună cu T03 acţionează ca un comutator de semnal. Tranzistorul T06 fiind polarizat direct, este deschis şi deci semnalul se va regăsi în emitorul său, la bornele lui R08.

Colectorul tranzistorului T03 nu este polarizat, baza este pusă la masă prin R07 şi R08, iar emitorul este polarizat invers de semnalul provenit de pe emitorul lui T06, deci T03 este blocat, ceea ce duce la blocarea întregii căi de semnal: mufa BNC, T01, T02 şi T03.

Semnalul videocomplex din emitorul lui T03 se regăseşte la terminalul 7 al modulului A—V (locul unde anterior se găsea emitorul lui $T_{2392}$).

Deci, semnalul videocomplex aplicat la terminalul 4 al modulului A—V se regăseşte cu aceeaşi polaritate, axat pe acelaşi nivel de tensiune continuă (ca la ieşirea din FI) la terminalul 7 al modulului.

Terminalul 8 al modulului, legat la pinul 8 al CI A220D de pe modulul sunet (37) de unde a fost eliminat condensatorul C11, primeşte semnalul de sunet, care se aplică prin C10 în baza lui T08 şi se regăseşte în emitorul său (repetor pe emitor), de unde este transmis prin C11 către terminalul 10 al modulului A—V. Acest terminal reprezintă locul unde se găsea cealaltă armătură a condensatorului eliminat C11, deci practic terminalul 10 al modulului Sunet. De aici semnalul audio ajunge la potenţiometrul de volum.

Tranzistorul T07 este blocat în această situaţie, nefiind alimentat în colector, cu baza la masă prin R18, iar emitorul polarizat invers de către tensiunea de +3,4 V de pe emitorul lui T08, ceea ce conduce la blocarea căii de semnal: (mufa DIN, T07).

• În cazul comutării receptorului TV pentru utilizarea ca monitor de redare, funcţionarea este descrisă în cele ce urmează.

Se apasă ultima tastă a programatorului de benzi pentru comutarea pe UIF (benzile IV—V). În acest fel va apărea o tensiune de +12,5 pe cosa 60 (A—V) de pe modulul Memorarea postului. Această tensiune se va aplica la terminalul 3 al modulului A—V, contribuind la polarizarea colectorului lui T03, a emitorului lui T02 (prin R05) a colectorului lui T01 (prin R03) şi a bazei aceluiaşi tranzistor (prin R01 şi R02), determinînd deblocarea căii de semnal video: mufa BNC, T01, T02 şi T03 cu ieşire pe la terminalul 7 al modulului A—V.

În acelaşi timp, această tensiune de +12,5 V (de la terminalul 3) determină apariţia unei tensiuni de 2,5 V în emitorul lui T03, care polarizează invers emitorul lui T06, iar prin divizorul R10, R11 polarizează baza lui T05, ducîndu-l pe acesta în saturaţie, ceea ce determină punerea la masă a bazei lui T06 şi a rezistenţei R12, închizînd calea de semnal video: T04, T06.

Deci, calea de semnal video din TV este închisă şi se deschide calea de semnal de la intrarea exterioară (prin mufa BNC). Semnalul videocomplex de 1Vvv parcurge, în acest caz, amplificatorul realizat cu două etaje (T01, T02) cu sarcină distribuită, avînd un cîştig de 3,2—3,3. Pentru a putea păstra polaritatea pozitivă a semnalului, sînt necesare două etaje (cunoscînd faptul că un singur tranzistor acţionează ca inversor de polaritate).

Divizorul R01, R02 este proiectat astfel încît să se asigure la ieşire (emitorul lui T03 — terminalul 7 al modulului) o tensiune continuă egală cu cea obţinută în cazul funcţionării descrise anterior (ca TV). Condensatoarele C05, C06 compensează caracteristica de frecvenţă a amplificatorului în domeniul frecvenţelor ridicate.

De la terminalul 7 al modulului, semnalul videocomplex se aplică decodorului de crominanţă, modulului R.G.B. şi sincroseparatorului.

Tensiunea de +12,5 V de la terminalul 3 va activa şi noua cale de sunet pentru semnal exterior (provenit de la mufa DIN), polarizînd colectorul şi baza lui T07 (prin R17, R18), determinînd deschiderea acestuia. În acelaşi timp, tensiunea de 7,7 V care apare în baza lui T07 va determina apariţia unui potenţial de 7,2 V în emitorul acestuia, care va polariza invers emitorul lui T08, baza acestuia fiind la masă prin R21, determinînd blocarea lui. Astfel se închide calea de sunet din TV (T08) şi se deschide calea externă.

Semnalul audio provenit de la videorecorder prin mufa DIN atacă rezistenţele R13, R14, R15 şi R16, care realizează o impedanţă de 600Ω simetrică pentru adaptarea impedanţei şi un transfer maxim de putere. Un semnal de aproximativ 0,3 Vef preluat de pe R15 prin C09 se aplică în baza lui T07 şi se regăseşte în emitor (repetat), de unde se aplică la terminalul 10 al modulului şi de aici la potenţiometrul de volum.

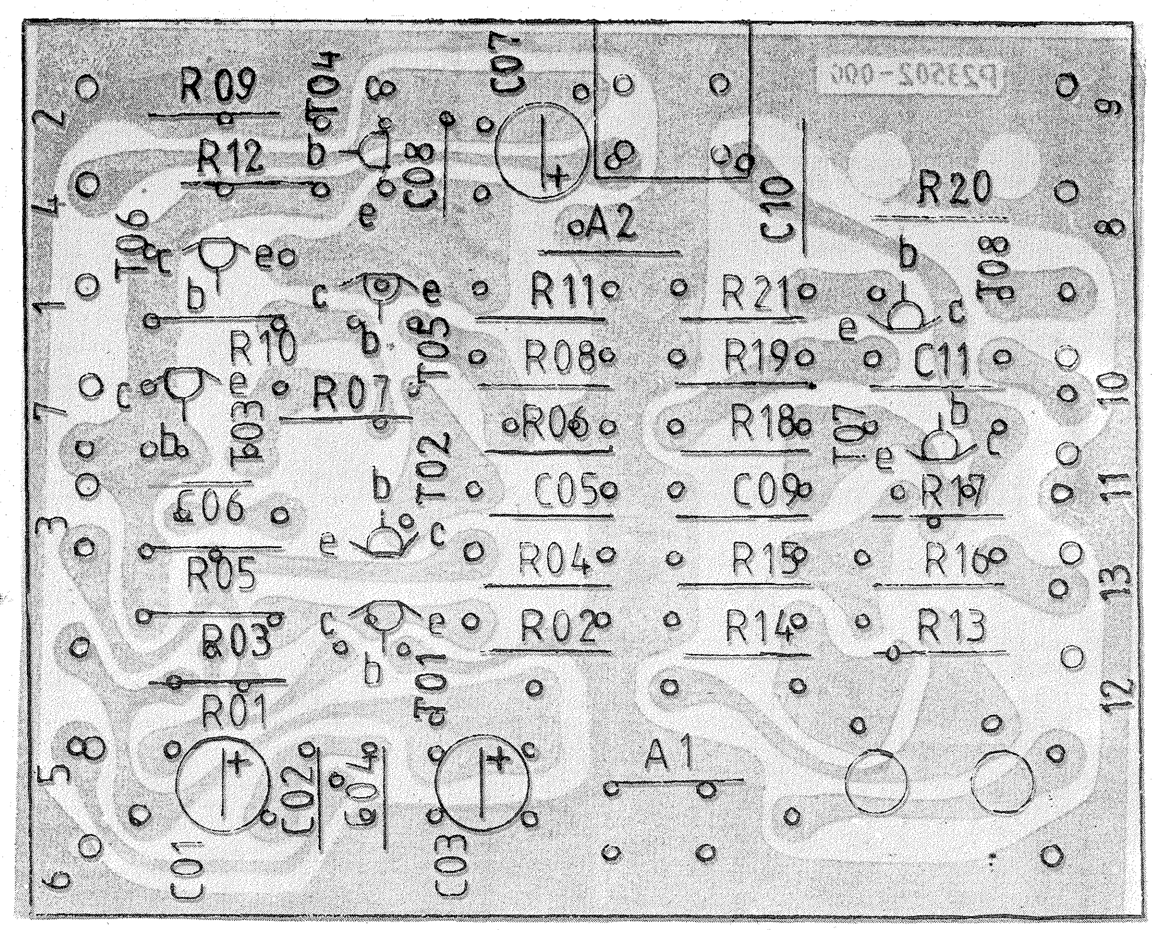
Terminalele 2,6,9, şi 11 ale modulului se conectează la masă.

În modul descris mai sus, modulul AUDIO-VIDEO permite comutarea căilor de semnal din TV cu semnale provenite de la o sursă exterioară (videocasetofon).

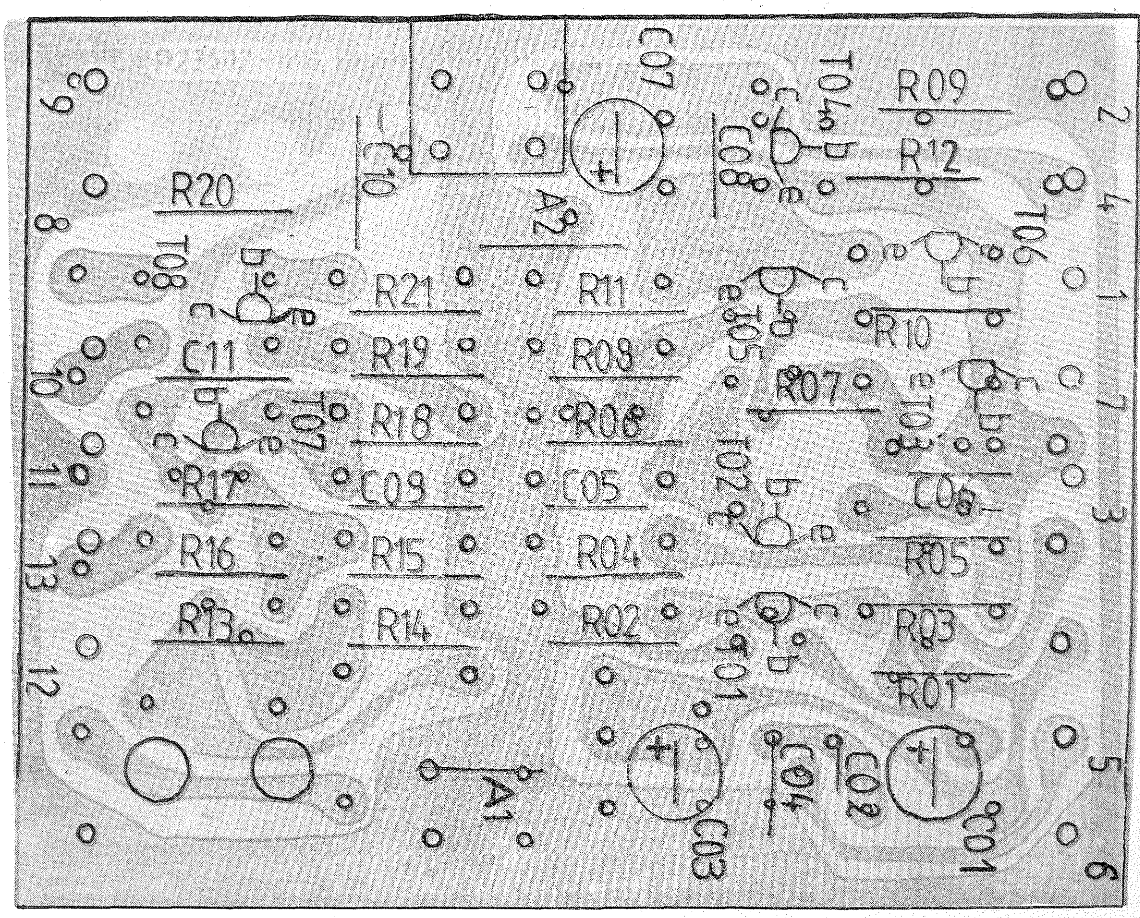
Realizarea practică a acestui modul este facilitată de faptul că este conceput în exclusivitate cu componente discrete (nu se folosesc CI, ca la celelalte variante) precum şi de absenţa elementelor de acord (inductanţe, trimere).

**Pagini realizate de ing. ŞERBAN NAICU**

2



3



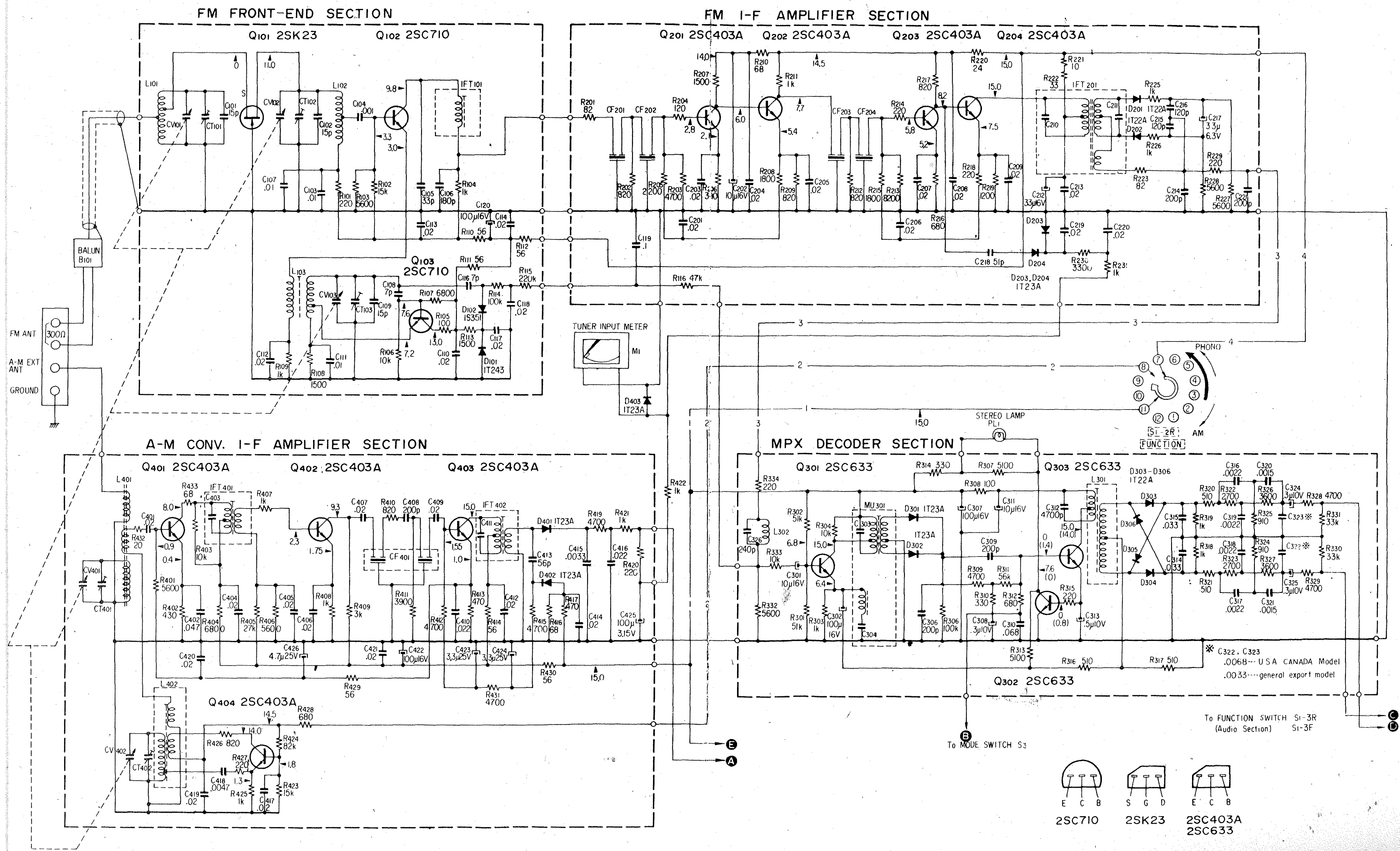
NEACȘU EMIL

# SONY STR-222

Vă prezentăm schema electrică a tunerului din radioreceptorul STR-222 produs de cunoscuta firmă SONY.

După cum se observă există cîte o cale completă atît pentru modulația de frecvență cît și pentru modulația de amplitudine; fiecare cale are oscilator propriu. Caracteristica de frecvență, respectiv selectivitatea este asigurată de filtre ceramice, ceea ce reduce utilizarea circuitelor LC. Frecvența centrală a semnalului FM—IF este de 10,7 MHz, iar la semnalul AM este 455 kHz. Se observă că în majoritate, se folosesc tranzistoare npn cu siliciu, cu echivalențe curente în producția autohtonă, excepție făcînd tranzistorul amplificator RF din tunerul UUS care este cu efect de cîmp și care, credem noi, ar putea fi înlocuit cu un BF245.

Avînd schema electrică, depanarea se poate executa comod; am fi vrut să publicăm și dispunerea pieselor pe cablajul imprimat dar nu posedăm acest detaliu.



# CIRCUITE AUXILIARE pentru OSCILOSCOP

AURELIAN LĂZĂROIU CĂTĂLIN LĂZĂROIU

Cele două montaje prezentate mai jos sînt preluate din culegerea de articole „TROUBLESHOOTING ANALOG CIRCUITS", scrise de renumitul Robert A. Pease de la NATIONAL SEMICONDUCTOR.

Pentru efectuarea unor măsurători speciale de laborator sînt necesare osciloscoape cu impedanță de intrare foarte mare, capacitate de intrare foarte mică, bandă de trecere cît mai largă și viteză de urmărire mare. Aceste caracteristici sînt absolut necesare unui echipament modern, esențiale pentru efectuarea unor analize concrete asupra răspunsului diferitelor aparate (generatoare, amplificatoare, convertoare, comparatoare, circuite logice etc.). Cele mai multe osciloscoape au impedanța și capacitatea de intrare standardizate la valoarea de 1 MΩ, respectiv 20 sau 30 pF. Pentru efectuarea unor măsurători mai pretențioase, aceste valori nu mai sînt suficiente, ele putînd influența caracteristicile semnalului (în special forma de undă).

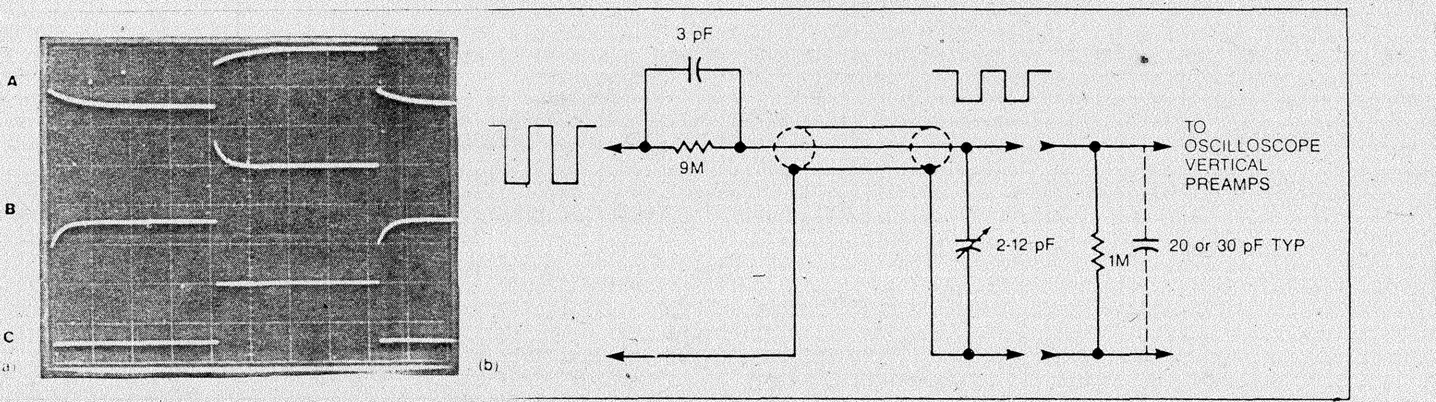
Circuitele propuse mai jos înlătură eventualele erori în vizualizarea semnalelor produse de generatoare sau a semnalelor de test aplicate diferitelor circuite electronice analizate. Datorită impedanței de intrare foarte mari, $10^7$ sau $10^{11}\Omega$ (!) și capacității de intrare de la cîțiva pF pînă la 0,3 pF (!), cele două circuite extind considerabil aria de folosire a osciloscopului.

Primul circuit, prezent în figura 1b, este de fapt un divizor pasiv compensat, cu raport 10:1, care mărește impedanța de intrare și micșorează capacitatea de intrare. Înainte de folosire, circuitul trebuie compensat capacitiv. În acest scop se folosește un generator/calibrator de semnale dreptunghiulare. Se ajustează valoarea trimerului de 2—12 pF în așa fel încît să se elimine distorsiunile de supra-subcompensare, ilustrate în figura 1a, respectiv traseele A și B. Corect compensat, circuitul va permite vizualizarea unei forme de undă perfecte, ilustrată în figura 1a, traseul C. Se recomandă scurtarea conductorului de masă, în special atunci cînd se vizualizează forme de undă de mare viteză. În caz contrar, există riscul apariției unor oscilații pe palierele semnalelor dreptunghiulare.

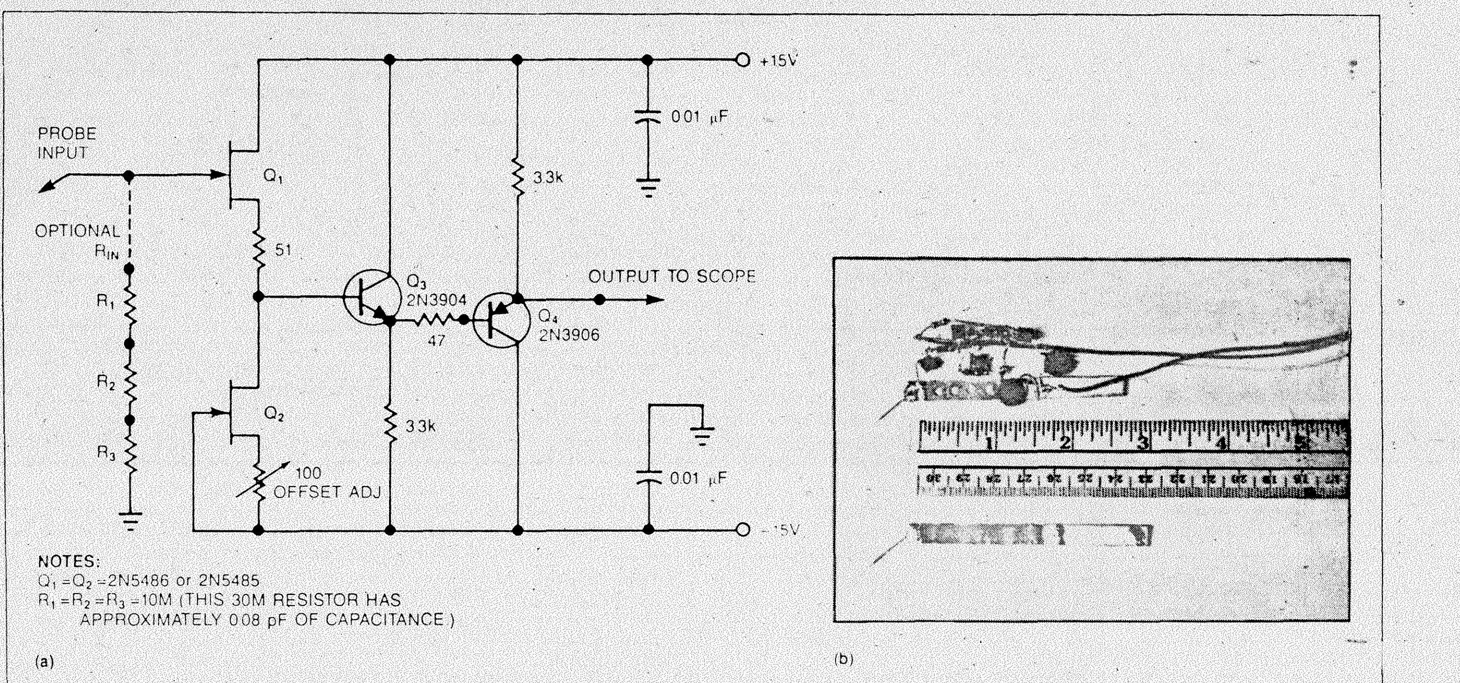
Cel de al doilea circuit este de tip activ, realizat cu două JFET-uri și două tranzistoare bipolare complementare. Performanțele acestui circuit, anunțate de autor, valabile pentru folosirea componentelor electronice indicate în schema din figura 2a, sînt: impedanța de intrare $10^{11}\Omega$, în paralel cu o capacitate de 0,29 pF; lărgimea de bandă 90 MHz; viteza de urmărire 300 V/$\mu$s. Pentru asigurarea unei bune rigidități a montajului și reducerea capacităților parazite, autorul recomandă construcția acestui circuit conform figurii 2b. Montajul se realizează în jurul unei bucăți de sticlotextolit placat de 1,5 mm grosime, cu dimensiunile de aproximativ 8x80 mm. Pe o porțiune situată de la 5 mm de unul dintre capetele acestei bucăți de sticlotextolit și pînă la jumătatea acesteia, se înlătură folia de cupru. Pe această porțiune se practică patru orificii cu diametrul de 2,5 mm. Pe capătul pe care a rămas folia de cupru de 5 mm, se cositorește un vîrf metalic de cca 30 mm lungime și cu diametrul de 1 mm; tot pe această porțiune se conectează direct terminalul GATE al tranzistorului de intrare. Folia de cupru rămasă pe cealaltă jumătate a bucății de sticlotextolit se folosește ca masă a montajului. Atunci cînd este necesară o impedanță de sarcină specificată, ea se poate obține prin înserierea unor rezistoare de 10 MΩ (pînă la valoarea necesară), cuplate între terminalul GATE și masă.

În lipsa tranzistoarelor indicate de autor, montajul poate fi experimentat cu FET-ul dual 2N5545 și tranzistoarele complementare de tip 2N2907/2N2222 sau BC237/BC256, produse în țară.

1




2



# TUNER UUS

Tunerul prezentat în continuare se înscrie în clasa HI-FI și se poate adapta comod unui amplificator audio stereofonic de putere. Acest „mini-radioreceptor" funcționează în banda de unde ultrascurte (UUS) între lungimile de undă 4,1 și 4,6 m. În acest domeniu afectat emisiunilor radiofonice pentru publicul larg de la noi din țară se utilizează transmisia și recepția semnalelor purtătoare modulate în frecvență (MF).

Două dintre avantajele MF față de modulația în amplitudine MA uzuală sînt: spectrul audio larg transmis și reprodus (30 Hz—15 000 Hz) și raportul semnal/zgomot, superior în aceleași condiții de recepție. Din acest din urmă punct de vedere, rezultă și o influență redusă a perturbațiilor radioelectrice asupra semnalului recepționat. În același timp, gama dinamică a semnalului audio este mult mai mare în cazul MF față de MA.

Dezavantajul principal al transmisiunilor MF este spectrul de frecvențe mult mai larg ocupat în jurul purtătoarei (aproximativ 300 kHz pentru o deviație în frecvență $\Delta f = \pm$ 75 kHz). În cazul modulației în amplitudine banda ocupată este numai 9 kHz. Datorită lărgimii de 280—300 kHz a benzii ocupate în MF acest tip de transmisiuni se face cu semnale purtătoare a căror frecvență se situează peste 50 MHz.

Revenind la schema bloc a tunerului din figura 1, se observă că aceasta conține toate etajele „clasice" ale unui radioreceptor MF stereo și anume blocul de unde ultrascurte, amplificatorul de frecvență intermediară și demodulatorul MF, iar ultimul este decodorul stereo.

Schema de principiu este împărțită în două. În prima parte, cea din figura 2, este prezentat blocul de unde ultrascurte, iar în figura 3 celelalte etaje funcționale.

Blocul de unde ultrascurte are în alcătuirea sa (ca de altfel toate blocurile similare din radioreceptoarele moderne) o bornă suplimentară de CAF — control automat al frecvenței — și o intrare de RAS — reglaj automat al sensibilității — ceea ce îi conferă o posibilitate de acord și de funcționare comodă și stabilă.

El este compus din două etaje: un amplificator de RF (radiofrecvență) realizat cu tranzistorul T1 și un mixer-autooscilator cu tranzistorul T2.

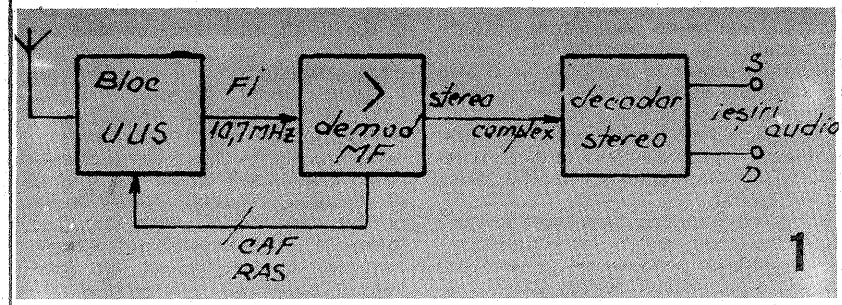
În esență este vorba de blocul de UUS folosit la unele radioreceptoare fabricate la noi în țară. Inițial, acest modul a fost utilizat în radioreceptorul portabil „Gloria" cu mențiunea că, față de original, schema prezentată conține următoarele modificări:

— se utilizează tranzistoare de RF pnp în loc de npn;

— s-a adăugat dioda D1 în vederea evitării funcționării supraîncărcate a mixerului — autooscilator la semnale mari de intrare;

— s-a inversat dioda D2;

— s-a adăugat rezistorul R4, iar rezistorul R5 se conectează la bara de alimentare cu tensiune pozitivă, după inductanța $L_{S2}$.




1

În particular la acest capitol, la construcția radioreceptorului, este recomandată întrebuințarea unui bloc de fabricație industrială la care se va proceda la modificările specificate.

Amplificatorul de RF este constituit într-un montaj cu „baza la masă". Caracteristic acestui etaj este decuplarea parțială a terminalului care dă denumirea configurației, respectiv baza tranzistorului T1 — prin condensatorul C2, de numai 47 pF (față de 1 nF — 4,7 nF în schemele consacrate). Se asigură în acest fel o mică reacție negativă în banda de lucru, îmbunătățindu-se stabilitatea etajului în discuție.

Semnalul din antenă se transmite prin cuplajul inductiv L1, L2 la emitorul tranzistorului T1. Circuitul de intrare se comportă, practic, ca un filtru trece-jos. O rezonanță „ascuțită" a unui grup LC — derivație este greu de obținut (în condițiile unui transfer optim de semnal) din cauza impedanței de intrare coborîte în tranzistorul T1, fapt ce ar șunta elementele de acord.

Etajul al doilea realizat cu T2 are două funcții: oscilator și mixer între semnalul oscilatorului și cel selectat de amplificatorul de RF în colectorul tranzistorului T1. Acest etaj poartă denumirea consacrată de mixer autooscilator.

Un astfel de compromis nu conduce la calități de conversie „spectaculoase", dar ele sînt suficiente în cazul construcției propuse.

Semnalul de frecvență intermediară este cules din colectorul tranzistorului T2 printr-un filtru trece-jos oarecum neselectiv. Acest neajuns se va compensa de către selectivitatea amplificatorului de FI care urmează blocului de UUS.

Amplificatorul de FI și demodulatorul MF (figura 3) este realizat cu tranzistorul T3 — BF255 (eventual BF115), împreună cu circuitul integrat CI1 de tipul βM3189. Acesta din urmă este un circuit integrat modern, specializat, destinat pentru amplificarea și demodularea semnalelor MF-FI (10,7 MHz).

Datorită performanțelor și facilităților auxiliare (RAS, CAF, indicator de cîmp, muting) βM3189 este recomandat în construcția receptoarelor de înaltă calitate. Dintre caracteristicile notabile ale acestui circuit se menționează:

— sensibilitate de 12 $\mu$V la 3 dB sub limitare;

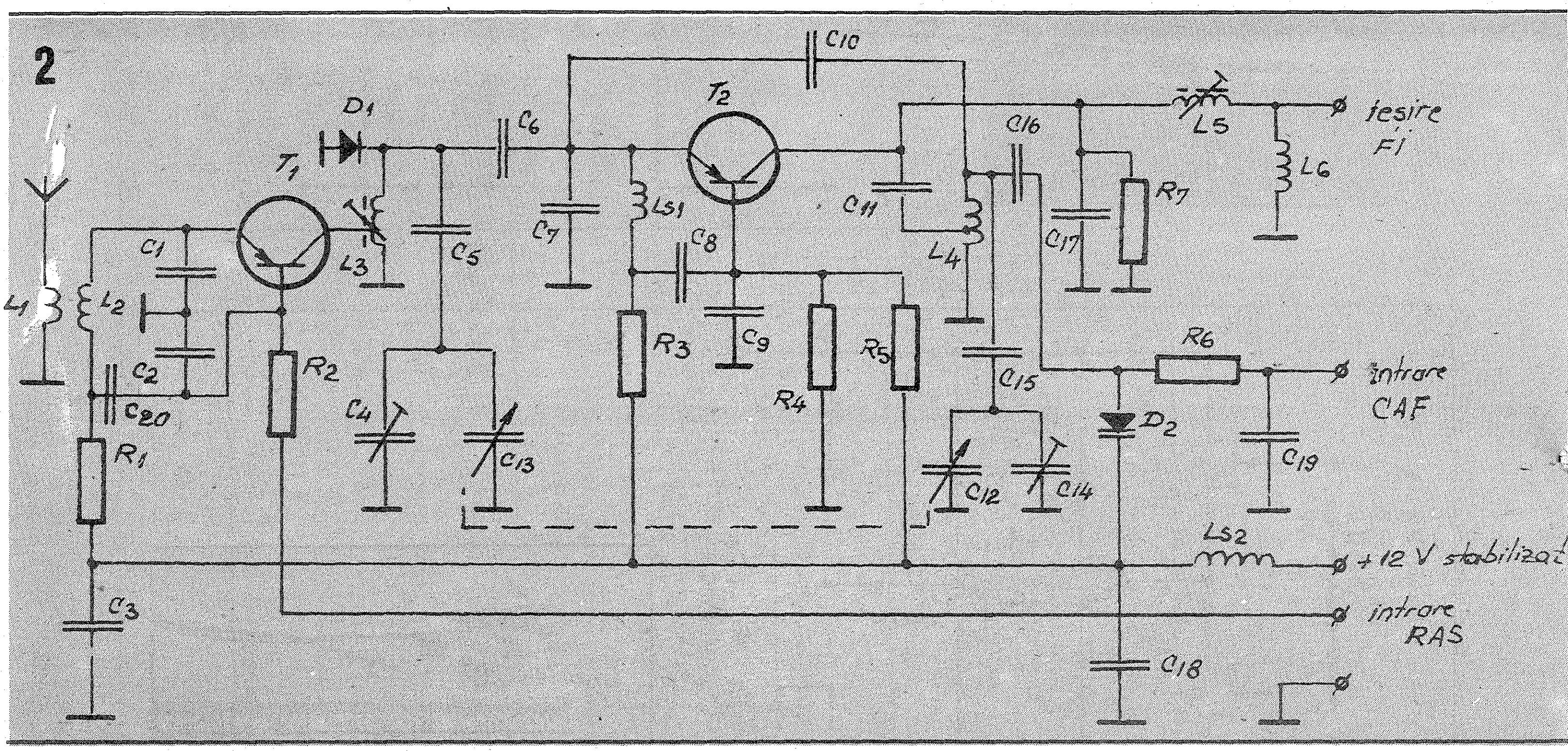
— detector de produs simetric și amplificator audio;

— nivel de joasă frecvență de minimum 325 mV la un grad de distorsiuni armonice mai mic de 0,6%.

Așa cum rezultă din figura 3, la intrarea în circuitul βM3189 este folosit un filtru ceramic tip SFJ10.7MA (sau E10.7A etc.). Această componentă de dimensiuni reduse (cît un condensator ceramic de ordinul nanofarazilor, dar cu trei terminale) este o soluție economică și tehnică ideală în construcția unui astfel de radioreceptor. Nu necesită ajustări, iar caracteristicile de trecere de amplitudine și fază sînt net superioare celor ale unui filtru discret LC. Singurele inconveniente majore ale filtrelor ceramice sînt sensibilitatea la vibrații și atenuarea în banda de trecere relativ mare (la cele duble este de aproximativ 6 dB). Din cauza acestui neajuns în schemă este prevăzut un etaj amplificator suplimentar între blocul de UUS și βM3189. Etajul este echipat cu tranzistorul T3 (BF255) care asigură o amplificare suplimentară necesară compensării pierderilor amintite.

Pentru o adaptare corectă între tranzistorul amplificator și filtru, rezistorul din colectorul său se alege de 390 Ω. Aceeași valoare trebuie să o aibă și rezistența de „sarcină" la ieșirea din filtru înspre circuitul βM3189 (se neglijează impedanța de intrare în acest circuit, ea fiind mult mai mare decît valoarea de 390 Ω).

2




În general utilizarea unei singure celule de filtru ceramic este nerecomandabilă. Aceasta datorită neuniformităților mari ale caracteristicii de trecere în banda selectată și a neliniarității pronunțate a fazei, în raport cu cerințele unei decodări corecte a semnalului stereo complex în ultimul bloc funcțional. Cu alte cuvinte, neliniaritatea fazei produce scăderea diafoniei între canalele audio. De aceea producătorii unor asemenea filtre înglobează cîte două celule, obținîndu-se caracteristici globale convenabile de amplitudine și de fază. În caz contrar, utilizarea chiar a unui decodor stereo performant nu va ridica diafonia între canalele de joasă frecvență la mai mult de 20 dB.

Față de demodulatoarele MF cu TAA661 sau TBA120 în care aplicarea semnalului amplificat de FI, la

bornele circuitului defazor se face printr-un condensator (practic un filtru trece-sus), în cazul circuitului βM3189 acest lucru se realizează printr-o inductanță L₃ de 22 μH (filtru trece-jos). Astfel se vor atenua armonicile inerente procesului de limitare a semnalului FI.

Un alt avantaj al acestui circuit, constă în proprietatea ca prin lanțul de CAF, semnalul principal recepționat să nu fie „eliminat" de către un semnal adiacent mai puternic. Raportul între amplitudinea semnalului mai puternic și cel de intensitate mai mică pentru care receptorul nu trece pe primul semnal, se numește raport de captură și, în cazul circuitului integrat CI1 βM3189, este de 0,5 dB. Aceasta conferă o aparentă „selectivitate" suplimentară întregului ansamblu de FI.

Decodarea semnalului stereo complex este făcută cu ajutorul celui de al doilea circuit integrat CI2 de tipul βA758, după o schemă cunoscută în literatura de specialitate.

Bobina L₃ se execută pe o bară de ferită circulară cu diametrul de 2 mm, înfășurînd aproximativ 30 de spire din sîrmă de CuEm cu diametrul de 0,1 mm. L7 este o bobină de FI-MF de la orice receptor indigen de la care se va folosi numai circuitul rezonant (fără înfășurarea de cuplaj).

Reglajele receptorului (cu excepția blocului de UUS ce se va procura de la magazinele de specialitate gata reglat ) se fac după un anumit tipic. Astfel, se va monta și se vor pune în funcțiune mai întîi decodorul stereo βA758. Măsurînd cu un frecvențmetru digital la pinul 11 se va regla din R26 frecvența liberă de oscilație a acestui circuit. Ea trebuie să fie cît mai apropiată de 19 kHz. Apoi se va planta circuitul integrat βM3189.

Reglajul muting se face fără semnal la intrare astfel încît poziționînd R23, la ieșirile audio, tensiunea alternativă de joasă frecvență să fie la pragul de zgomot caracteristic demodulării MF (eventual puțin sub acesta).

Se aplică apoi la intrarea lanțului de FI-MF un semnal modulat de frecvență ($\Delta f = \pm 75$ kHz) de amplitudine mai mare de 100 μVef. Se reglează circuitul acordat L7-C35 pînă cînd se obține la pinul 6 al circuitului βM3189, o valoare maximă a tensiunii alternative de audiofrecvență (sau la ieșirile din βA758).

Pentru punerea la punct a sistemului RAS se va acorda inițial receptorul pe un post mai puternic sau, în eventualitatea folosirii unui generator RF (nemodulat) în domeniul 68—73 MHz, se va aplica un semnal de aproximativ 100 μV, la borna de antenă.

Se va modifica poziția cursorului semireglabilului R16 în asa fel, încît la intrarea în circuitul βM3189 semnalul de FI să nu depășească 10 mVef. La această valoare a tensiunii de intrare, potențialul static al pinului 15 al aceluiași integrat va urca la aproximativ 10 V.

**Listă de componente**

R1 = 1,5 kΩ; R2 = 2,2 kΩ; R3 = 1,5kΩ; R4 = 7,5 kΩ; R5 = 2,2 kΩ; R6 = 100 kΩ; R7 = 30 kΩ; R8 = 27 kΩ; R9 = 390 Ω; R10 = 3,3 kΩ; R11 = 390 Ω; R12 = 1,8 kΩ; R13 = 390 Ω; R14 = 10kΩ; R15 = 27 kΩ; R16 = 2,5 kΩ; R17 = 33 kΩ; R18 = 27kΩ; R19 = 8,2 kΩ; R20 = 5,6 kΩ; R21 = 510 Ω; R22 = 8,2Ω; R23 = 5 kΩ; R24 = 22 Ω; R25 = 20 kΩ; R26 = 5 kΩ; R27 = 3,3 kΩ; R28 = 390 Ω; R29 = 3,3kΩ; R30 = 3,3kΩ; R31 = 510 Ω; C1 = 39 pF; C2 = 47 pF; C3 = 4,7 nF; C4 = 12 pF; C5 = 27 pF; C6 = 5,6 pF; C7 = 68 pF; C8 = 470 pF; C9 = 4,7 nF; C10 = 2,2 pF; C11 = 47 pF; C12 = 18 pF; C13 = 18 pF; C14 = 12 pF; C15 = 33 pF; C16 = 10 pF; C17 = 1,5 pF; C18 = 10 nF; C19 = 470 pF; C20 = 33 pF; C21 = 33 nF; C22 = 33 nF; C23 = 22 nF; C24 = 10 nF; C25 = 1,5 μF; C26 = 22 nF; C27 = 10 nF; C28 = 10 nF; C29 = 0,22 μF; C30 = 100 μF/16 V; C31 = 0,1 μF; C32 = 1 nF; C32 = 1 nF; C33 = 15 μF; C34 = 15 μF; C35 = 100 pF; C36 = 390 pF; C37 = 0,22 μF; C38 = 470 nF; C39 = 470 nF; C40 = 22 nF; C41 = 22 nF; C42 = 10 nF; C43 = 15 μF; C44 = 15 μF; D1 = AA117; D2 = BB139; D3 = ROL02; D" = DZ6V2; T1 = KT383; T2 = KT3835; T3 = BF 255 (BF115); CI1 = βM3189; CI2 = βA758; FC = SFJ10.7MA (E10.7A, ØII1II etc.); I — instrument indicator de 150 μA.

**Bibliografie**


V. Teodorescu — „Blocul de unde ultrascurte", Editura Tehnică 1968.

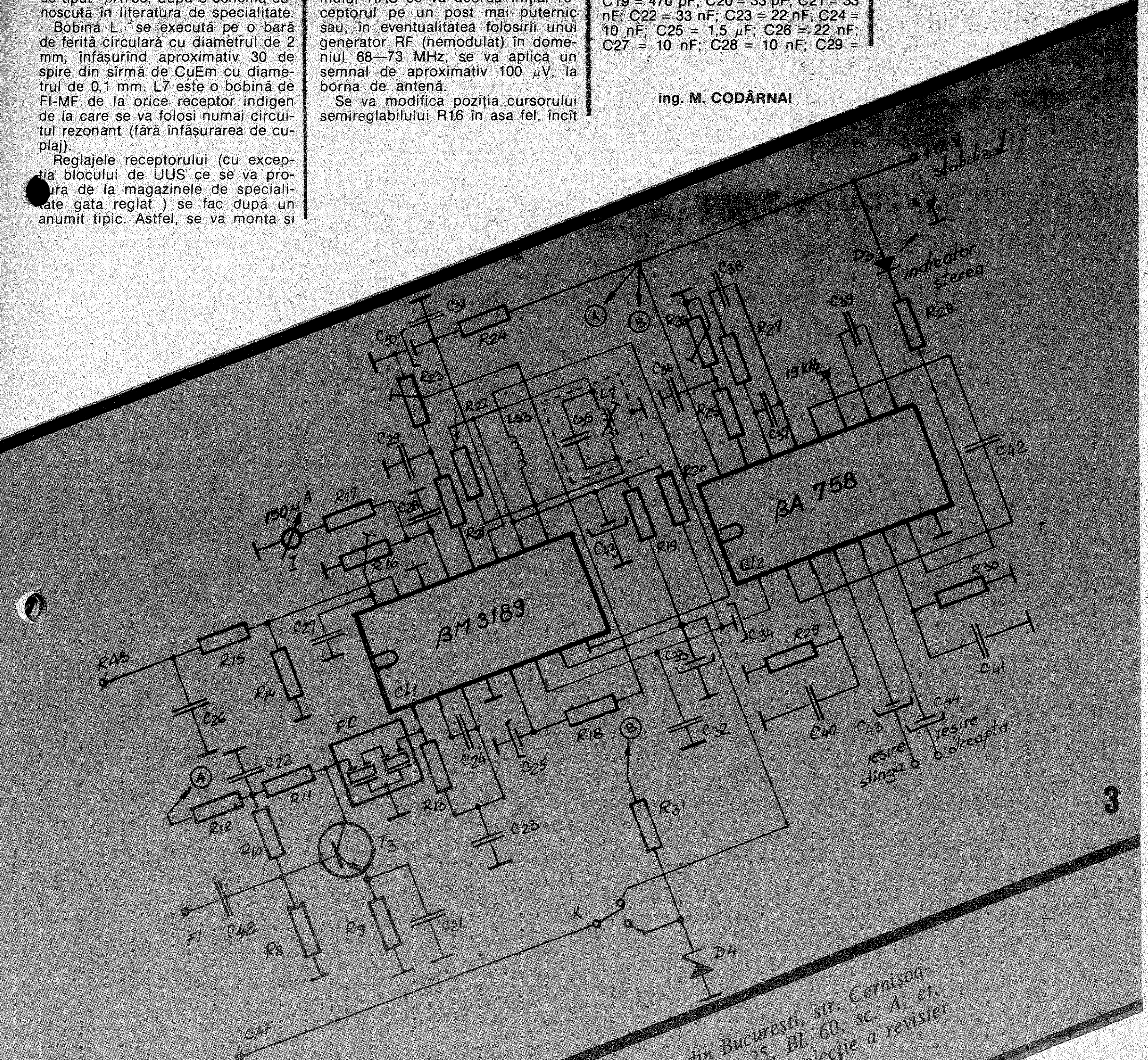
R. Râpeanu ș.a. — „Circuite integrate analogice", Editura Tehnică 1983.

N. Marinescu — „Radioreceptoare cu circuite integrate", Editura Tehnică 1985.

Colecția revistei „Tehnium"



ing. M. CODÂRNAI


3

# PROGRAMATOR-CITITOR DE EPROM-uri

Fiz. GHEORGHE BĂLUȚĂ, E. CĂRBUNESCU

Pe lîngă utilizarea clasică în calculatoare, EPROM-urile statice (memorii statice de tip read-only, programabile electric de către utilizator și care pot fi șterse prin expunere la ultraviolete) sînt folosite și într-o serie de montaje electronice simple (automatizări, instrumente de măsură, sonerii muzicale etc.). Pentru realizatorul unor asemenea montaje se pune problema înscrierii și citirii datelor în și din EPROM, bit cu bit, cu un aparat cît mai simplu. Acestui deziderat îi răspunde schema de față, redusă la un minimum de componente. Ea este destinată EPROM-urilor de 2048 x 8 biți (2 kiloocteți) tip MMN2716 sau echivalente străine.

Adresarea EPROM-ului în sistem binar o face un numărător binar MMC4040 cu 12 etaje (din care se folosesc primele unsprezece). Pentru vizualizarea adresei se folosește un alt numărător, de data aceasta zecimal, tip MMC22925, al cărui conținut este vizibil pe un afișaj cu LED-uri. Cele două numărătoare se aduc la zero simultan, prin apăsarea de scurtă durată a butonului K3. Apoi, conținutul lor crește simultan cu cîte o unitate la fiecare apăsare pe K1.

Citirea datelor înscrise în fiecare din cele opt celule de memorie ale unei adrese se face cu ajutorul a opt LED-uri conectate la EPROM. Starea „0" este indicată prin aprinderea LED-ului. Trecerea EPROM-ului în modul de lucru „citire" se face prin aplicarea nivelului „0" pe pinul 20 (OE — outputs enable = validarea negată a ieșirilor) prin comutatorul K5 și prin menținerea pinului 18 (CE — chip enable = validarea negată a integratului) la nivel logic „0" realizată de ieșirea circuitului 555.

Pentru scrierea unor date în EPROM (programarea lui) trebuie aplicat un nivel logic „1" pe pinul 20 — cu K5 pe poziția „SCRIE" — iar pe pinul 18 se aplică un impuls logic „1" cu durata 50±5 ms furnizat de monostabilul realizat cu integratul 555; atunci cînd K2 este acționat de operator. Datele ce se doresc a fi înscrise se stabilesc printr-un set de opt comutatoare: închiderea contactului — confirmată de aprinderea LED-ului corespunzător — înseamnă „0" înscris în bitul respectiv, în timp ce lăsarea deschisă a contactului are semnificația „1". De fapt, scrierea datelor în EPROM înseamnă numai scrierea „zerourilor", deoarece inițial (la un EPROM nou sau șters) toate celulele de memorie se află în starea „1".

### Modul de lucru

Deoarece montajul este de o simplitate maximă, el nu este prevăzut cu protecții pentru EPROM sau cu memorie pentru stocarea și eventuala corectare a datelor ce urmează a fi introduse. De aceea se va respecta cu strictețe următoarea ordine de lucru pentru scrierea și citirea datelor:

— se introduce EPROM-ul în soclu;
— se aplică tensiunea de 5 V;
— se aplică tensiunea de 6 V;
— se aplică tensiunea de 25 V;
— se apasă K3 pentru aducerea la zero a numărătoarelor;
— se trece K5 pe poziția „CITEȘTE" sau „SCRIE", după dorință;
— pentru citire se apasă K1 ori de cîte ori dorim să avansăm la adresa următoare; se urmărește starea celor opt LED-uri: aprins = „0" sau stins = „1";
— pentru scriere se formează pe cele opt comutatoare de programare combinația care trebuie înscrisă la adresa respectivă, urmărind corectitudinea ei prin aprinderea LED-urilor; apoi se apasă K2 pentru scriere.

La terminarea sau întreruperea operațiilor de scriere sau citire:

— se deconectează tensiunea de 25 V;
— se deconectează tensiunea de 6 V;
— se deconectează tensiunea de 5 V;
— se scoate EPROM-ul din soclu.

În ce privește organizarea lucrului, se recomandă următoarele:

— datele ce urmează a fi înscrise vor fi mai întîi notate citeț pe un tabel cu opt coloane (pentru cei 8 biți ai fiecărei adrese) și 2048 de linii (pentru adrese);

— programarea trebuie efectuată într-o atmosferă lipsită de factori perturbatori ai atenției, deoarece erorile nu pot fi corectate decît printr-o ștergere completă, cu un dispozitiv de expunere la o doză controlată de ultraviolete, dispozitiv pe care de regulă nu-l posedă utilizatorul.

Avînd în vedere durata mare a programării și verificării complete (circa 6 ore), este preferabilă fragmentarea acestor operații în cîteva faze mai scurte, în care „șansa" erorilor cauzate de oboseală scade.

Este totdeauna binevenită o verificare inițială a ștergerii complete a EPROM-ului, prin citirea tuturor adreselor. Toate datele „înscrise" într-un EPROM șters trebuie să fie „1".

### Indicații de construcție

Pentru EPROM se va monta un soclu cu 2x12 contacte de bună calitate, deoarece terminalele circuitului trebuie „menajate" cît mai mult cu putință.

Pulsurile de scriere a datelor aplicate la pinul 18 al EPROM-ului trebuie să aibă durata de 50±5 ms. Aceasta se reglează la punerea în funcțiune din trimerul de 100 kΩ prevăzut la intrarea 7 a circuitului 555, urmărind forma semnalului pe un osciloscop.

Afișajul digital cu LED-uri este de tipul cu catod comun, deoarece MMC22925 conține un decodor-driver destinat afișării multiplexate pe asemenea LED-uri. Atenție la afișajele cu patru cifre destinate ceasurilor, deoarece unele nu sînt prevăzute decît pentru afișarea cifrei 1 la primul digit!

Cele opt LED-uri pentru vizualizarea datelor scrise sau citite pot fi montate lîngă comutatoarele de programare.

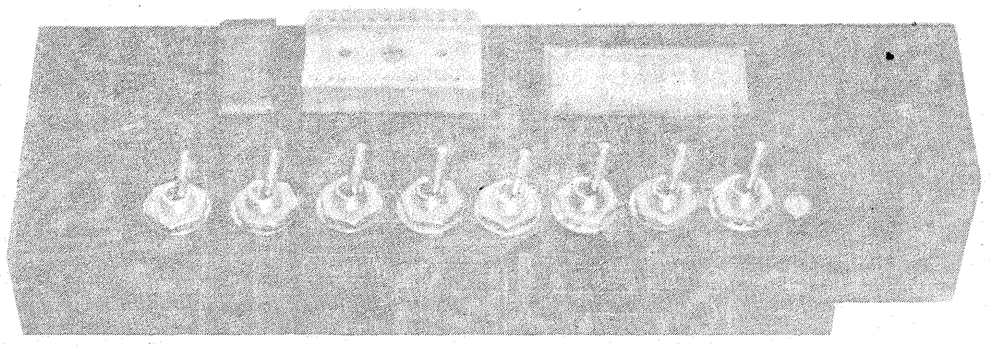
În cazul particular cînd datele înscrise în EPROM sînt folosite pentru acționarea directă (fără decodor) a unui digit de afișare, se vor folosi în calitate de indicatoare LED-urile unui digit cu anod comun (7 segmente și un punct zecimal), așa cum este ilustrat în figură.

Comutatoarele pentru programare se recomandă să fie de tip basculant, pentru a sesiza vizual poziția lor.

Montarea comutatorului K4 este facultativă. El permite trecerea rapidă de *la o adresă* N la adresa N+1024, prin *aplicarea unui* „1" *logic* pe intrarea corespunzătoare *lui* $2^{10}$. Utilitatea *avansului* adresei cu 1024 se face simțită în cazul cînd cei doi kiloocteți ai EPROM-ului sînt împărțiți *în* două zone de cîte 1 ko și există o corelație între datele înscrise în cele două zone.

Sursele de tensiune trebuie să aibă un filtraj bun și se recomandă să fie stabilizate. Cerințele sînt: 25±1V/40mA; 6±0,25V/20mA și 5±0,25V/150 mA.

Pentru a evita întreruperile accidentale ale tensiunilor de alimentare se va acorda atenție deosebită conexiunilor cablurilor și conectoarelor folosite.



# INDICATOR DE

ing. BARBU POPESCU

Indicatorul de nivel a cărui schemă electrică este prezentată în figura 1 poate fi cuplat la ieșirea unui preamplificator, magnetofon, casetofon sau la ieșirea unui amplificator de mică putere.

Modul de funcționare a indicatorului de nivel este următorul: semnalul audio aplicat la intrare este detectat de dioda D1 și aplicat intrărilor neinversoare ale circuitului integrat; constanta de timp $\tau$ este dată de produsul $\tau$ = R8.C1 = 56 ms și poate fi modificată după necesități, mărind sau micșorînd valoarea condensatorului C1.

Intrările neinversoare sînt conectate prin intermediul divizorului R3—R7 și al potențiometrului semireglabil P la o sursă de tensiune realizată cu ajutorul diodei D2.

Atunci cînd nivelul semnalului audio aplicat la intrare începe să crească și depășește nivelul comparatoarelor A1.1—A1.4, ieșirile acestora vor avea față de masă un potențial practic nul și diodele D6—D3 se vor aprinde în funcție de nivelul semnalului.

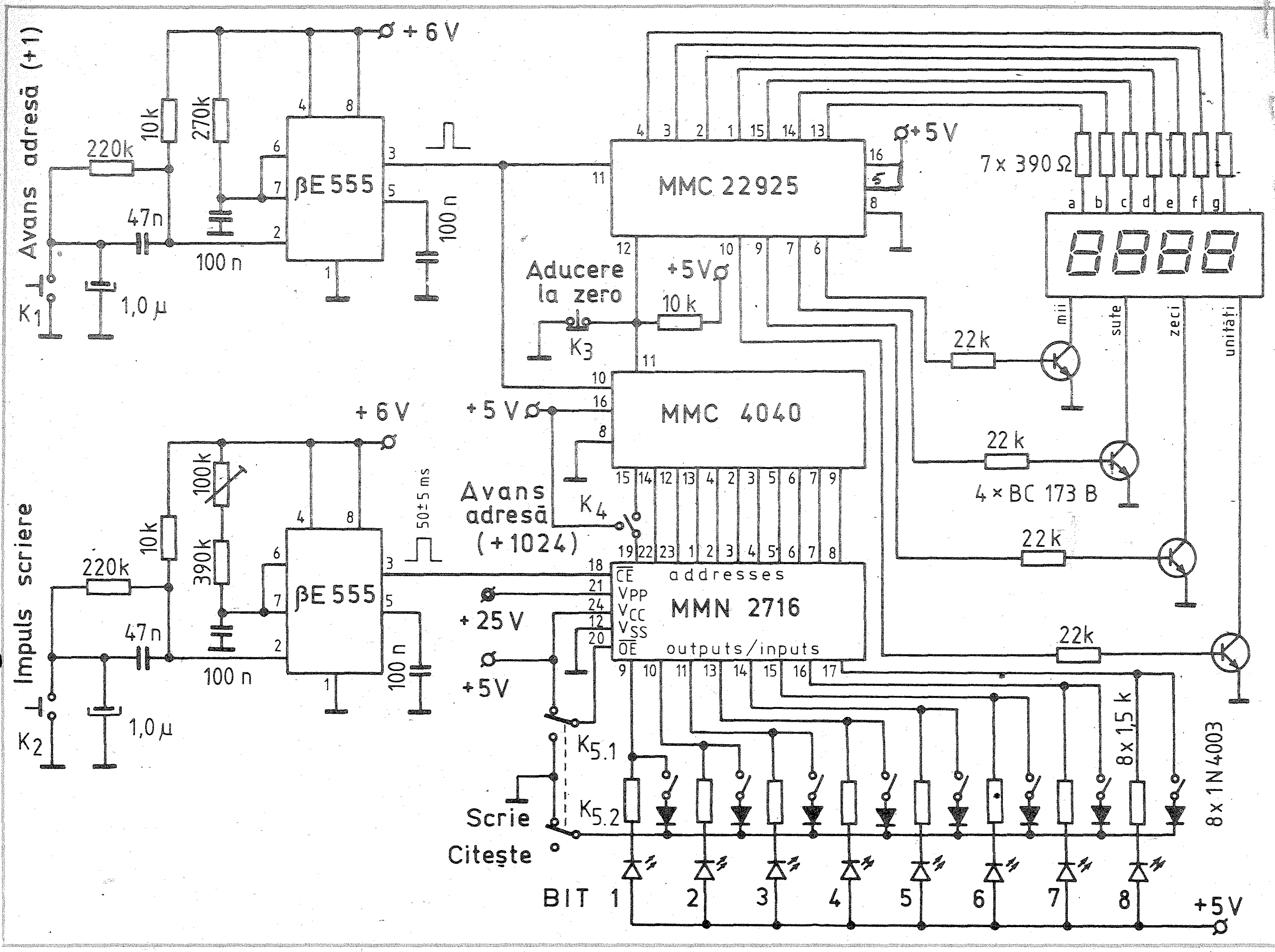
Potențiometrul P servește la reglarea nivelului de „0 dB" între limitele 300 mV—5 V.

Rezistențele R9—R12 au rolul de a limita curentul de sarcină al comparatoarelor (maximum 20 mA).

Se pot conecta în paralel cîte două diode LED la ieșirea comparatoarelor A1.1—A1.4, sub rezerva reducerii curentului prin fiecare LED la maximum 10 mA.

Folosind schema din figura 1 și filtrul prezentat în figura 2, se poate realiza un montaj simplu și de „efect" de VU-metru spectral.

Intrarea se conectează la o sursă de impedanță redusă (repetor pe emitor, amplificator de joasă

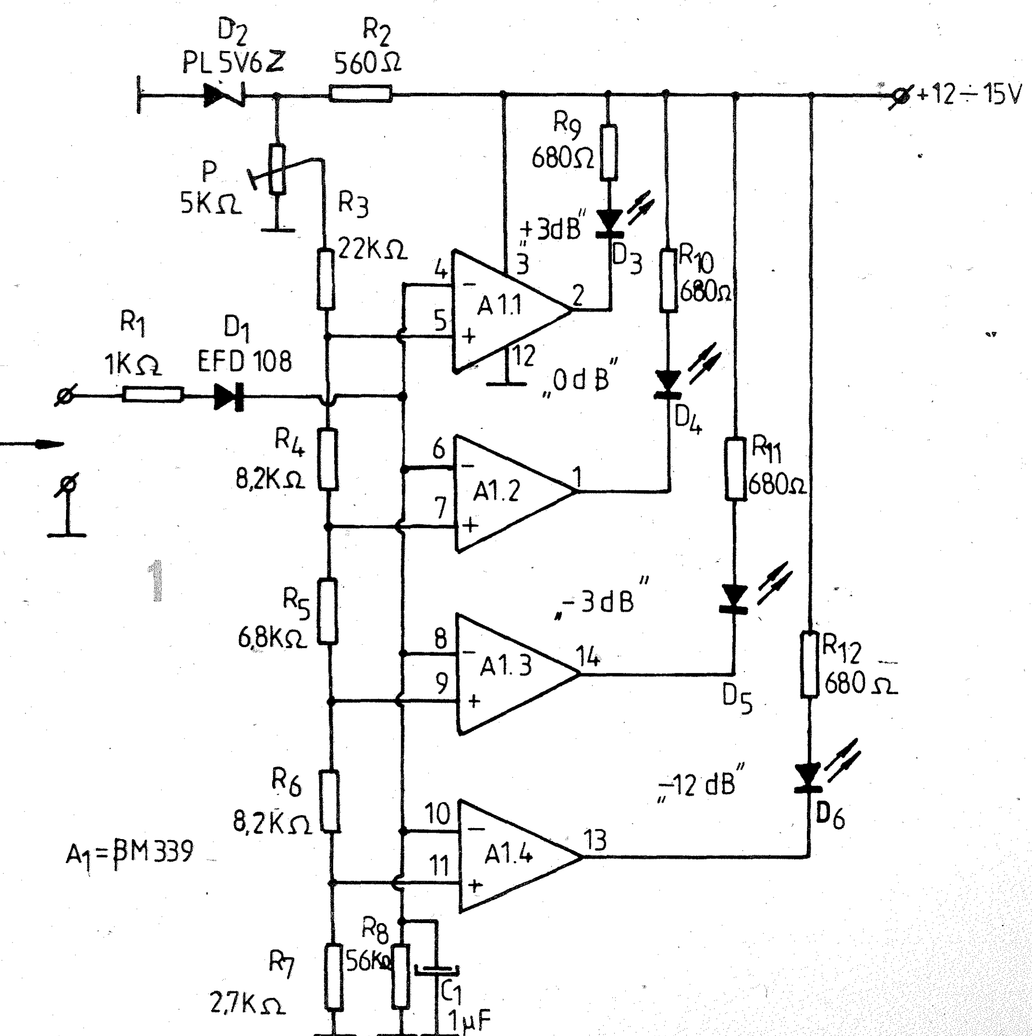



# NIVEL

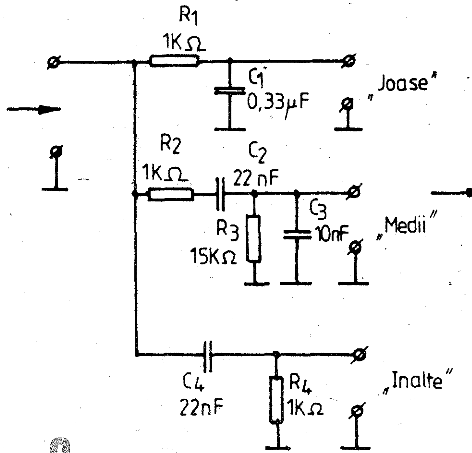
frecvență etc.), iar la cele trei ieșiri se conectează cîte un modul realizat după schema prezentată în figura 1.

Corect executat, montajul oferă deplină satisfacție.

În cazul unui montaj stereo, folosind 3 circuite integrate βM339 (cîte 6 comparatoare pe fiecare canal) se poate extinde schema prezentată în figura 1, cu performanțe comparabile cu ale circuitelor integrate specializate (A277D, UAA180).



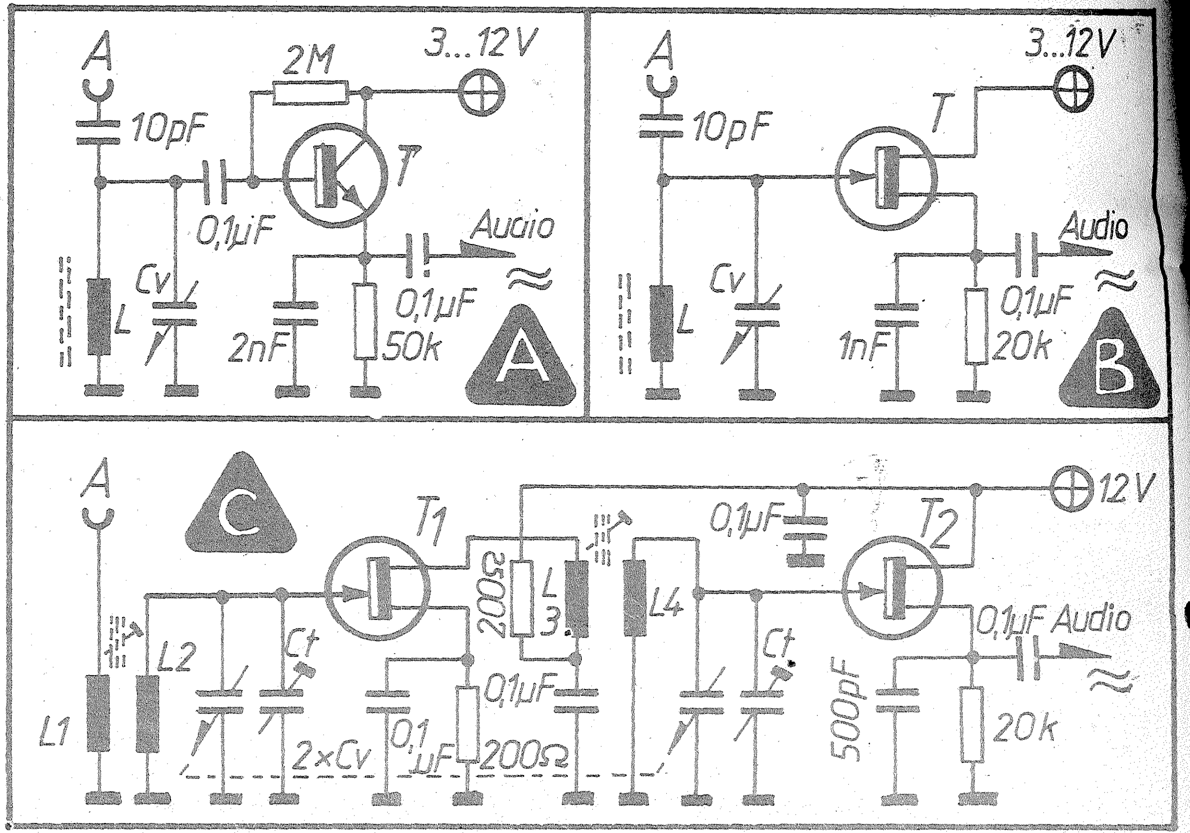

1




2

# RADIORECEPTOARE SIMPLE

**G.D. OPRESCU**




Tehnica progresează cu pași repezi. Montajele electronice devin din zi în zi mai performante, dar și mai complicate. Există riscul pentru experimentatorii electroniști, mai ales pentru începători, de a nu mai avea timpul necesar probării unor montaje care necesită o mare cantitate de piese, de multe ori piese cu valori critice, dificil de procurat. Chiar unele montaje foarte simple de radioreceptoare folosesc multe piese, fapt care îi face pe mulți amatori de construcții să renunțe. De asemenea, foarte multe montaje reclamă reglaje greu de efectuat.

Pentru trecerea peste aceste dificultăți, montajele prezentate mai jos, deosebit de simple, oferă, pe lîngă utilizarea unor piese ieftine, ușor de procurat, calitatea unor audiții de bună fidelitate, bineînțeles în limitele modulației de amplitudine a stațiilor de unde medii, iar timpul necesar realizării construcțiilor este redus la minimum.

Montajele sînt alcătuite din două părți: radioreceptorul propriu-zis, adică celula de detecție și partea a doua, amplificatorul de audiofrecvență. Prima parte poate fi realizată separat, pentru a livra semnal audio direct unei căști de impedanță mare (cu rezistența mai mare de 500 Ω) sau ca adaptor de recepție la un pick-up, casetofon, magnetofon sau amplificator audio de orice alt tip, servind ca „tuner".

Adăugarea amplificatorului de audiofrecvență — partea a doua — permite obținerea unui receptor integral, cu audiție în difuzor propriu. Celula de detecție nu are suficientă sensibilitate pentru a recepționa stații de radio prea depărtate. Sensibilitatea este suficientă în cazul primelor două variante pentru recepționarea stațiilor locale, cu antena de ferită cu care sînt echipate. În cazul folosirii în imobile de beton armat, este necesară utilizarea unei antene exterioare.

Varianta a treia de tuner are sensibilitatea sporită și, cu o bună antenă exterioară, poate oferi audiția confortabilă a unor stații de radio mai depărtate.

În figura A se utilizează ca detector un montaj foarte simplu de repetor pe emitor, a cărui impedanță de intrare este destul de mare pentru a permite cuplarea directă, deci cu maximum de transfer în tensiune, a circuitului oscilant de acord. Tranzistorul poate fi de orice fel, cu siliciu, de radiofrecvență sau universal, din seriile BC sau BF; în lipsă se pot utiliza și tranzistoare BD. Tranzistorul este „deschis" de rezistența de polarizare de 2 MΩ. În circuitul emitorului apare tensiunea de audiofrecvență demodulată; restul anvelopei de radiofrecvență se decuplează la masă printr-un condensator de valoare relativ mică. Valorile pieselor nu sînt critice și pot fi schimbate în limita a cel puțin 20%, ca și la restul schemelor prezentate în descrierea de față. Circuitul oscilant este alcătuit dintr-o bobină L și un condensator variabil Cv. Bobina se realizează pe o bară de ferită cu lungimea de 70...120 mm și diametrul de 8...12 mm sau o ferită plată cu secțiune asemănătoare. Numărul de spire al bobinei L este în funcție de capacitatea condensatorului de acord. În caz că se folosește o singură secțiune a unui condensator variabil de 2 x 270 pF, bobina va avea 80 de spire; atunci cînd se folosesc ambele secțiuni montate în paralel sau un condensator variabil de 470... 520 pF, numărul de spire se reduce la 60. Bobina se realizează pe o carcasă din hîrtie subțire, înfășurată pe bara de ferită. Se folosește liță de radiofrecvență, bineînțeles aceasta este soluția optimă; în lipsă, conductor emailat și cu mătase de 0,15...0,2 mm diametru, sau, și mai rău, sîrmă emailată de aceeași grosime. Pentru recepționarea undelor lungi, numărul de spire se mărește de patru ori. Bobinajul se face în mici grupuri de cîteva zeci de spire, bobinate în „vrac" — adică de-a valma — desigur în același sens, folosindu-se conductor mai subțire, de maximum 0,15 mm diametru.

Se poate încerca și recepționarea undelor scurte; bobina L va avea circa 12 spire, bobinate cu conductor emailat de 0,5...0,8 mm, spiră lîngă spiră. Dar chiar și cu o antenă bună, rezultatele sînt mult mai slabe decît la un receptor „super".

Montajul din figura B este o variantă cu tranzistor cu efect de cîmp, care mai este denumit TEC sau FET. Calitatea sunetului este ceva mai bună decît la montajul precedent și mai bună decît la un demodulator cu diodă, convenind pentru un tuner simplu, menit să completeze o instalație de bună redare a sunetului, bineînțeles tot în limita modulației de amplitudine. Datele bobinei sînt aceleași ca mai sus. Tranzistorul cu efect de cîmp poate fi de orice tip, bunăoară BF245, BF256, TIS34 sau altele echivalente.

În figura C sensibilitatea tunerului este mărită prin adăugarea unui etaj de amplificare de radiofrecvență acordat, tot cu tranzistor cu efect de cîmp. Valorile nu sînt critice, în schimb realizarea bobinelor ridică

# ANTENA TRIDENT

**ing. LIVIU MACOVEANU**

În numărul 8 al revistei „Tehnium" din 1988 am descris construcția unei antene „Trident", o antenă verticală cu trei radiatoare, capabilă să funcționeze în trei benzi de radioamatori, adică 14 MHz, 21 MHz și 28 MHZ. Astfel de antene sînt destul de des folosite de radioamatori pe plan mondial deoarece nu sînt prea complicate în construcția lor, iar rezultatele sînt excelente, mai ales pentru legăturile DX, antena avînd un unghi de radiație mic în plan vertical și fiind omnidirecțională.

Am construit această antenă în 1983 și numai după ce am experimentat-o timp de 5 ani, am publicat articolul respectiv în 1988.

Am realizat, într-adevăr, multe legături cu fel de fel de „rarități", cu controale foarte bune, adesea S8 și S9, pînă în 1991. Din 1983 pînă în 1991, antena a fost conectată la etajul final al unui emițător echipat cu un tub electronic cu o putere absorbită de cca 225 W.

Din 1991 am început să folosesc însă un transceiver ICOM720A, complet tranzistorizat, cu o putere de ieșire de aproximativ 100 W.

La astfel de emițătoare este foarte important raportul dintre undele directe și cele reflectate din antenă, deoarece dacă acesta depășește 1:3, se pot distruge tranzistoarele etajului final, supraîncălzindu-se. La etajele cu tuburi electronice nu se pun astfel de probleme. Cel mult, anodele tuburilor se pot supraîncălzi, iar randamentul de transfer va fi mai redus, ceea ce însă nu prezintă pericole funcționale.

Ținînd seama de aceste considerente, spre a proteja transceiverul,

unele probleme. Acestea se execută pe miezuri de ferită, în cutiuțe de aluminiu (ecranat), din cele care pot fi recuperate de la televizoare vechi. Bobinele L1 și L2 se bobinează pe aceeași carcasă, numărul de spire fiind același la fiecare bobină cu cel din cazurile precedente, dacă miezul are un diametru de 6...8 mm. În cazul unor miezuri mai mici ca diametru, numărul de spire se majorează cu circa 20%. Bobinele L3 și L4 se bobinează pe o carcasă ecranată asemănătoare primeia, cu exact același număr de spire ca la bobinele celelalte. Bobinele ecranate se plasează la o distanță între axe de cel puțin 50 mm, altfel apare riscul de intrare în oscilație parazită.

Prezența unui condensator variabil dublu cu aer și a unor trimere permite obținerea unor performanțe superioare ca sensibilitate, iar selectivitatea este optimă. Singurul dezavantaj față de un receptor super este lipsa reglajului automat de sensibilitate, defect compensat de calitatea deosebit de bună a sunetului obținut după detecție. Ambele tranzistoare cu efect de cîmp pot fi de același tip indicat mai sus. Operațiile de reglaj constau numai în obținerea sensibilității maxime în partea de jos a gamei de unde medii, prin reglajul miezurilor de ferită și în partea de sus a gamei, prin ajustarea trimerelor, reglaje care nu cer nici echipament special, nici nu ridică greutăți; ele se fac „la ureche", pe maximum de audiție a unor stații slabe de la capetele respective de gamă.

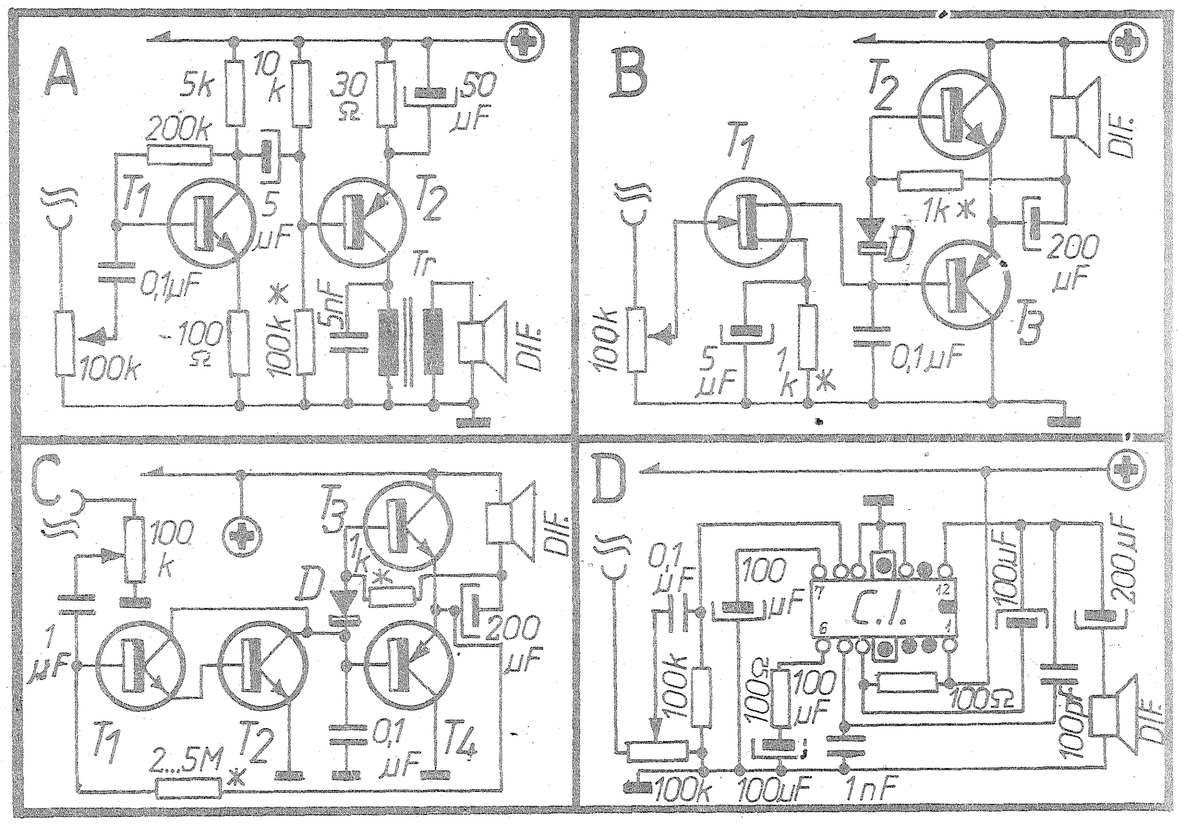
Pentru realizarea unui receptor independent, la ieșirea oricărui tuner se poate conecta un amplificator simplu din cele descrise mai jos, fiecare putînd fi realizat funcție de disponibilitățile în piese, și avînd diverse caracteristici. Astfel, în figura A, amplificatorul este alcătuit doar din două tranzistoare: un etaj preamplificator, cu orice tip de tranzistor universal, npn (BC) și un tranzistor final AC180 sau echivalent. Transformatorul de ieșire are în primar 1 000 de spire, bobinate cu conductor emailat de 0,07...0,15 mm diametru și 100 de spire, cu sîrmă de 0,25...0,35 mm diametru în secundar, pe un miez de 0,25...1 cm², cu întrefier de 0,05...0,1 mm grosime, asigurat cu o fîșiuță de hîrtie. Se poate utiliza și un transformator de ieșire de construcție industrială (primarul de la cap la cap), reașezîndu-se tolele miezului ca să aibă întrefier. Grupul RC din emitorul tranzistorului final îmbunătățește considerabil calitatea audiției. Puterea dată însă de un asemenea amplificator este deosebit de redusă, cîteva zeci de miliwați și este funcție de tensiunea de alimentare. Rezistența de polarizare notată cu asterisc trebuie să aibă o valoare mai mică la tensiuni de 3...4,5 V și mai mare la tensiuni mai mari de 9 V (se tatonează), iar un mic stegulet-radiator de aluminiu reduce riscul de distrugere prin încălzire excesivă a tranzistorului final. Consumul nu trebuie să depășească 10...15 mA, curent consumat constant.

Puteri de ordinul sutelor de miliwați oferă restul amplificatoarelor, cu etaje finale în contratimp (deci un consum variabil în funcție de nivelul audiției). Astfel, în figura B se utilizează ca preamplificator un tranzistor cu efect de cîmp, ca acelea menționate mai sus, iar ca tranzistoare finale, cuplul cu germaniu AC180 și AC181 sau echivalente. Simetrizarea etajului final, astfel ca tensiunea dintre emitoarele finalelor și masă să fie egală cu jumătate din tensiunea de alimentare a montajului, se face prin tatonarea valorii rezistenței din emitorul lui T1. Rezistența de polarizare a etajului final se reglează la fel, în funcție de tensiunea de alimentare, astfel ca la nivel minim de audiție, distorsiunile să dispară, la un consum minim de curent de repaus.

Montajul din figura C este oarecum similar, dar folosește în loc de tranzistor cu efect de cîmp două tranzistoare npn cu siliciu, de orice tip BC, în cuplaj Darlington. Dioda, ca și în montajul precedent, poate fi cu siliciu sau o joncțiune validă a unui tranzistor defect.

Reglajele se fac în funcție de tensiunea de alimentare, ca și la montajul precedent. Folosirea obligatorie în ambele cazuri a unor radiatoare — cel puțin stegulet, dacă nu mai mari — evită distrugerea tranzistoarelor finale.

În sfîrșit, amplificatorul din figura D utilizează un circuit integrat de tipul TBA950 sau 810, TCA150 sau echivalent. Datorită alimentării la o tensiune mai redusă decît cea indicată de fabricant pentru putere maximă, nu se pune accentul pe obținerea unei puteri maxime, ci pe calitate. Nu trebuie să se omită folosirea unui radiator de aluminiu cu suprafața minimă de 10 cm², altfel circuitul integrat se poate distruge după primele minute de funcționare prin „încingerea" cristalului. Condensatorul de cuplaj cu difuzorul, în toate aceste variante de amplificator, poate fi micșorat pînă la 50 μF; în caz că se utilizează un difuzor miniatură, o valoare mare a capacității duce doar la „zbîrnîituri" supărătoare ale membranei. Pentru îmbunătățirea calității audiției și evitarea cuplajelor parazite, este bine să se șunteze linia de alimentare cu un condensator, plasat între plus și masă, cu o valoare de 100...500 μF. În rest, montajele nu ridică nici o dificultate în realizare, aducînd doar certitudinea prin reușită a unui pas înainte spre alte montaje mai pretențioase.




am decis să efectuez o serie de măsurări, folosind un reflectometru industrial de fabricație americană și un impedanțmetru. Spre surpriza mea, raportul între undele directe și cele reflectate era destul de rău, variind între 1:2 și 1:2,5, în funcție de benzi.

Trebuiau deci făcute intervenții asupra antenei. Efectuînd diverse experiențe și măsurări, fie asupra lungimii țevilor radiatoare, fie asupra contragreutăților și înclinării acestora, experiențe destul de laborioase, am ajuns în final la rezultate nesperate pe care le voi indica aici.

Reamintesc că antena „Trident" este alcătuită din trei țevi din aluminiu sau duraluminiu, cu diametrul de 25—30 mm, dispuse paralel în același plan, distanțate între ele cu cîte 250 mm, legate electric una de alta la bază, la care se conectează conductorul activ al unui cablu coaxial cu impedanța de 50—52 Ω. În imediata vecinătate a părții inferioare a țevilor radiatoare se montează opt contragreutăți (din sîrme de diverse lungimi, izolate atît de țevile radiatoare, cît și de pilonul antenei, care poate fi metalic, cu o lungime minimă de 6 m) cît și la extremitățile opuse. Contragreutățile se leagă împreună la partea de sus a pilonului și apoi, cu o conexiune cît mai scurtă, cu blindajul cablului coaxial.

În urma acestor experiențe, reconsiderînd o serie de date, am ajuns la rezultatele următoare.

A. **Lungimea țevilor radiatoare**

1. Pentru banda de 14 MHz: 5,15 m
2. Pentru banda de 21 MHZ: 3,50 m
3. Pentru banda de 28 MHz: 2,54 m

B. **Lungimea contragreutăților**

1. Pentru banda de 14 MHz: 4 contragreutăți de cîte 5,20 m, dispuse în jur, după pozițiile geografice, deci la cîte 90° una față de alta.
2. Pentru banda de 21 MHz: 2 contragreutăți de cîte 3,46 m, dispuse de o parte și de alta a antenei.
3. Pentru banda de 28 MHz: 2 contragreutăți de cîte 2,55 m, dispuse de o parte și de alta a antenei.

Un aspect foarte important l-a constituit măsurarea exactă cu un raportor a înclinației acestor contragreutăți, care trebuie să fie de 45° față de axul antenei. De acest unghi depinde și impedanța de la baza antenei, care trebuie să fie egală cu aceea a cablului coaxial de coborîre.

În urma acestor experiențe s-a ajuns la rezultatele următoare.

**Raportul între undele directe și cele reflectate** —

1. Banda de 14 MHz: 1:1,2
2. Banda de 21 MHz: 1:1,2
3. Banda de 28 MHz: 1:1

Consider că aceste rezultate sînt excelente și deci recomand tuturor celor care doresc să-și realizeze astfel de antene să respecte datele indicate în acest articol.

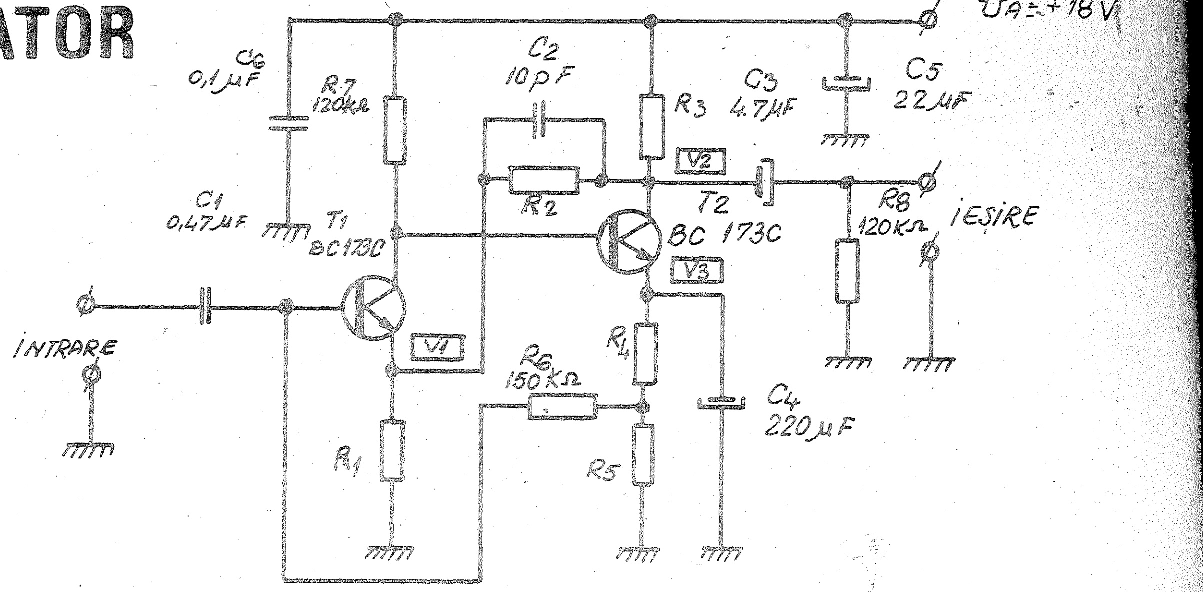
# PREAMPLIFICATOR

ing. EMIL MARIAN

De multe ori se pune problema realizării unui preamplificator de semnal mic, pentru intercalarea acestuia într-un amplificator de audiofrecvenţă.

Preamplificatorul prezentat alăturat este realizat în acest scop, avînd totodată proprietatea de a oferi, alături de o serie de performanţe foarte bune, posibilitatea obţinerii unei amplificări dorite în funcţie de cerinţele montajului unde acesta funcţionează.

Se observă că este vorba de o schemă „flexibilă", proiectată astfel




# JOCURI TV

IOAN TAR Cluj-Napoca

Unele tipuri de televizoare de fabricaţie românească au fost echipate prin construcţie cu jocuri TV (tenis, pelotă etc.).

Funcţionarea independentă a unui astfel de joc presupune o intervenţie în schema televizorului (conexiuni, alimentare, racorduri), care face imposibilă funcţionarea jocurilor TV în regim de „autonomie", deci în afara televizorului. De aici apare şi imposibilitatea folosirii acestora atunci cînd televizorul echipat cu un astfel de joc este defect sau scos din funcţiune din diferite motive (înlocuire cu un altul, de exemplu).

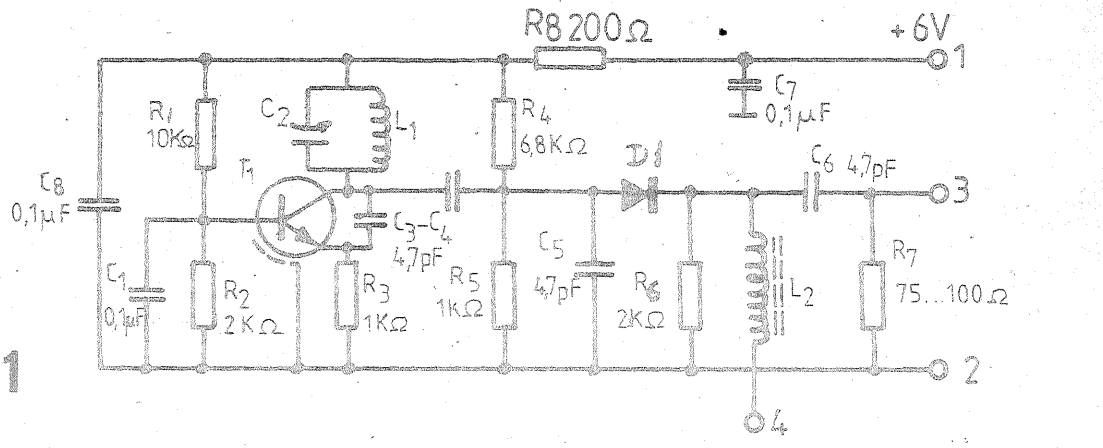
Schema alăturată are rolul de a face ca aceste jocuri să poată fi folosite la orice tip de televizor, să poată fi transportate, împrumutate şi, nu în ultimul rînd, folosite ca generator de semnal în depanarea televizoarelor.

Deci, aceste jocuri, ca parte integrată în TV, vor deveni independente, putîndu-se racorda fără probleme la orice tip de TV prin mufa de antenă.

Dacă aveţi placa cu circuitele jocului, puteţi trece la reconstruirea lui. Dacă aceasta se află într-un televizor a cărui funcţionare nu vrem să o perturbăm prin eliminarea jocurilor, se va proceda astfel:

— se scot conectoarele de la plăcuţa cu jocuri (sînt două conectoare, mufa cu 5, respectiv 9 pini de contact);

— se dezlipesc firele ce duc la mufele de jucător.




1

Restul rămîne neschimbat. Nu este recomandabil să se utilizeze comutatoarele originale ale jocului, deoarece dacă acestea sînt luate de la televizor, trebuie refăcute legăturile de la calea comună la sincroprocesor, de la calea comună la etajul final video prin potenţiometrul de contrast etc. Este suficient să scoatem conectoarele de la plăcuţa cu jocuri. În lipsa acestora, televizorul va funcţiona fără probleme, cu comutatorul mai sus amintit pe poziţia „TV". Comutarea lui accidentală pe poziţia „Jocuri", în lipsa acestora, nu creează nici un fel de probleme.

**Descriere şi funcţionare**

Pentru ca jocul să poată fi recepţionat de către televizor prin mufa de antenă, este necesar ca semnalele transmise de jocul propriu-zis să fie modulate pe o frecvenţă purtătoare de imagine, corespunzătoare unui anume canal TV. Această misiune revine unui generator de radiofrecvenţă (GRF) şi modulator (MOD). Împreună ele formează un bloc aparte, prezentat în figura 1.

Oscilatorul este de tip Hartley, fiind realizat cu tranzistorul T1. Frecvenţa de oscilaţie este corespunzătoare purtătoarei de imagine aferente canalelor 1—3, frecvenţă determinată de circuitul oscilant L1, C2, cu plaja de reglaj şi acord din C2, reacţia circuitului fiind asigurată de C3.

Modulatorul este realizat cu dioda D1 şi rezistenţele de polarizare R4, R5, R6.

Semnalul de la jocul TV se conectează la GRF printr-o diodă 1N4148, la borna 4 a acestuia.

Ieşirea din MOD pentru TV se obţine la borna 3 şi masă, unde se va conecta cablul coaxial pentru conexiunea cu mufa de antenă a televizorului. Tranzistorul T1 este de tip BF (200, 214, 167, 173, 240), iar dioda D1 de tip EFD108.

Montajul va fi ecranat, respectiv închis într-o cutie confecţionată din tablă de fier de 0,2 mm(din cutii de conserve), cositorită la îmbinări şi conectată la masă.

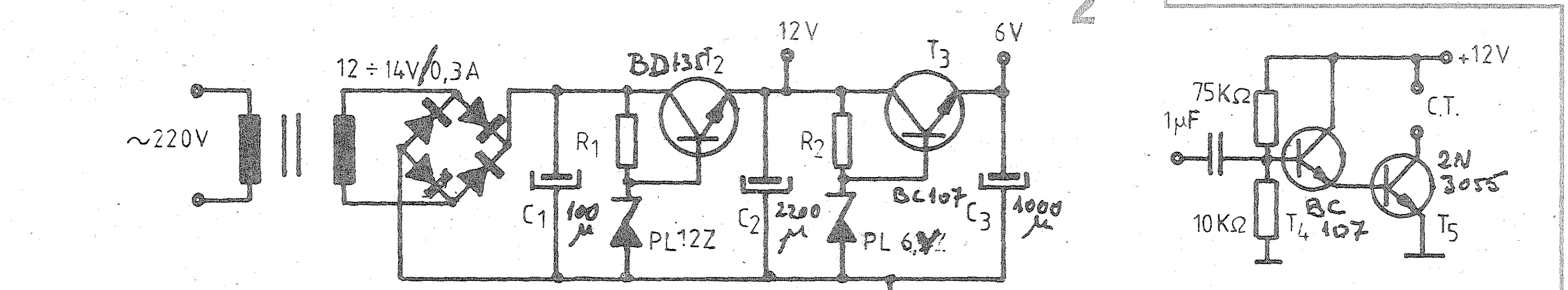
În pereţi vor fi practicate găuri pentru conexiuni, iar în capacul superior, în dreptul lui C2, o gaură de 8 mm pentru reglaj. Montajul se va alimenta la 6 Vc.c., tensiune stabilizată şi filtrată. Rezultate foarte bune am obţinut cu alimentatorul din figura 2. Consumul acestui bloc este foarte mic, în jur de 1,5—2 mA.

Condensatorul C2 este de tip trimer, cu o variaţie între 6—25 pF. Rezistoarele vor fi de cel mult 0,25 W.

Bobina L1 se confecţionează dintr-o bucată de sîrmă CuEm Ø 1 mm, lungă de cca 42 cm; se bobinează 12 spire (spiră lîngă spiră), pe un dorn de Ø 9 mm. Cînd se mon-

SCHEMĂ ALIMENTATOR şi A.A.F.

2



încît în urma unui aranjament adecvat de componente pasive să fie posibilă obținerea unei amplificări finale în funcție de necesitățile blocului electronic unde montajul funcționează.

Montajul prezintă următoarele performanțe:

— impedanța de intrare $Z_i$ = cca 120 kΩ (vezi tabelul);

— impedanța de ieșire $Z_o$ = cca 1 kΩ (vezi tabelul);

— banda de frecvență Δf = 18 Hz—25 kHz;

— amplificarea în banda de frecvență — conform tabelului;

— raportul semnal-zgomot S/N≥ 65 dB;

— distorsiunile armonice totale THD≤0,1%;

— distorsiunile de intermodulație TID≤0,03%.

Analizînd schema electrică, se observă că preamplificatorul este format dintr-un etaj de amplificare realizat cu un dublet care conține tranzistoarele T1 și T2. Polarizarea primului tranzistor, T1, este asigurată de tensiunea preluată din divizorul de tensiune rezistiv format din rezistențele R4 și R5. Acesta este amplasat în emitorul tranzistorului T2, iar tensiunea necesară polarizării tranzistorului T1 este aplicată acestuia în bază prin intermediul rezistenței R6. Semnalul amplificat de tranzistorul T1, preluat din colector, este aplicat galvanic în baza tranzistorului T2. Acest gen de cuplaj oferă avantajul obținerii unui transfer informațional optim în ceea ce privește forma de undă a semnalului amplificat, cu distorsiuni minime.

Semnalul de ieșire al montajului se preia din colectorul tranzistorului T2 prin intermediul condensatorului C3. Amplificarea finală a dubletului este definită de raportul rezistențelor R2/R1. Pentru obținerea amplificării dorite, în tabel sînt date valorile elementelor pasive ce se amplasează în montaj.

**Realizare practică și reglaje**

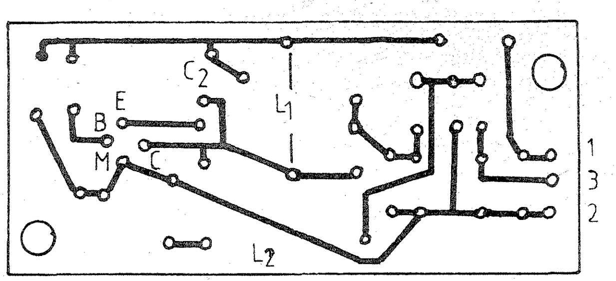
Montajul se execută pe o plăcuță de sticlotextolit placat cu folie de cupru, în varianta mono sau stereo. Se iau toate precauțiile pentru realizarea unui montaj tip preamplificator, și anume păstrarea structurii de cuadripol, evitarea buclei de masă, traseu de masă gros de minimum 3 mm, legături cît mai scurte între componente etc.

După realizarea plăcuței de cablaj imprimat, elementele montajului se plantează cu grijă, făcînd o verificare inițială a fiecărei componente. După realizarea practică, montajul se alimentează la o tensiune $U_A$ = 18 V, avînd intrarea ștrapată. Se măsoară tensiunile indicate de schema electrică (V1, V2 și V3). După verificarea tensiunilor, montajul se ecranează și se rigidizează în complexul electroacustic unde va funcționa.

Traseele ce privesc semnalul audio util se realizează obligatoriu folosind conducător ecranat. Din punct de vedere mecanic, montajul se amplasează obligatoriu departe de sursele de zgomot (transformator de rețea, motor de antrenare etc.), în vederea păstrării performanțelor estimate inițial în privința raportului semnal/zgomot.

| A | 10 dB | 20 dB | 30 dB | 40 dB |
|---|---|---|---|---|
| R1 | 4,7 kΩ | 1,5 kΩ | 1,5 kΩ | 1 kΩ |
| R2 | 12 kΩ | 15 kΩ | 56 kΩ | 180 kΩ |
| R3 | 1,8 kΩ | 2,2 kΩ | 2,2 kΩ | 2,2 kΩ |
| R4 | 470 Ω | 560 Ω | 330 Ω | 680 Ω |
| R5 | 1,2 kΩ | 470 Ω | 270 Ω | 220 Ω |
| $U_{i\,max}$ | 1,2 V | 800 mV | 600 mV | 100 mV |
| V1 | 3,4 V | 0,97 V | 0,4 V | 0,15 V |
| V2 | 10,8 V | 9,3 V | 9,3 V | 9,7 V |
| V3 | 5,6 V | 3,55 V | 2,3 V | 3,4 V |
| $Z_{in}$ | 145 kΩ | 140 kΩ | 135 kΩ | 110 kΩ |
| $Z_{out}$ | 63 Ω | 140 Ω | 260 Ω | 700 Ω |

3




Cablaj G.R.F.+M.O.D.
( scara 1:1 )

tează pe plăcuță bobina, aceasta va fi întinsă uniform, astfel ca între prima și ultima spiră să fie o distanță de 17 mm.

Bobina L2 se realizează pe miez de ferită. Deoarece miezul de ferită la aceste dimensiuni este greu de procurat, aceasta se confecționează dintr-o antenă de ferită de la un radio sau din miezul unui transformator de linii TV; se ia o bucată și se pisează mărunt, pînă se obține un praf. Se confecționează un cilindru de hîrtie cu înălțimea de 33 mm, diametrul interior de 5 mm, cel exterior de 7 mm, se lipește cu bandă adezivă, apoi se umple cu praf de ferită pînă la 5 mm sub marginea de sus și se toarnă un dop de ceară. Se întoarce, se completează cu praf de ferită tot pînă la 5 mm sub margine, se tasează să nu rămînă goluri și se toarnă din nou ceară.

Pe acest cilindru astfel obținut se bobinează 90 de spire CuEm Ø 0,15 mm. Fixarea bobinei de plăcuță se face cu ceară, după lipirea capetelor acesteia.

**Verificarea funcționării GRF+MOD**

Se alimentează la 6 V și se conectează la televizor; butonul de contrast al televizorului se trece în poziția maximă, iar cel de strălucire în poziția medie. Cu o șurubelniță din plastic se rotește C2 pînă cînd ecranul devine negru (televizorul fiind pe canalul 3); dacă nu se obține rezultatul dorit, se încearcă și pe canalele 2 și 1. Dacă ecranul devine negru, se conectează borna 4 la +6 V și ecranul trebuie să se lumineze. Se întrerupe alimentarea și se urmărește ca ecranul să devină strălucitor.

Nefuncționarea ca în cazurile de mai sus presupune conexiuni greșite sau componente defecte.

Cablajul GRF+MOD este dat în figura 3.

De la jocul TV am folosit borna 3A pentru extragerea semnalului video, acesta conținînd și semnalele de sincronizare H și V, borna 4A a jocului, care conține separat aceste semnale, nemaifiind folosită.

Pe borna 9A se obține semnal audio care va fi preluat separat. Deoarece audiția acestuia în televizor presupunea modularea lui în frecvență, deci un al doilea bloc GRF+MOD, am construit un amplificator audio (AAF) cu audiție într-o cască de telefon, avînd un sunet destul de puternic.

Tranzistorul 2N3055 nu are nevoie de radiator, iar în locul rezistenței de 75 kΩ din AAF se poate monta un semireglabil de 100 kΩ din care se ajustează tăria și acuratețea semnalului.

La alimentator, tranzistorul BD135 (137, 139), va avea un mic radiator, iar tranzistorul serie pentru 6 V poate fi orice BC (npn), chiar și în varianta de plastic, fără radiator, bineînțeles, el suportînd cu ușurință cei 1,5—2 mA necesari funcționării modulatorului.

Jocul TV se alimentează la +12 V. Insist asupra nevoii de filtraj, atît pentru stabilitatea frecvenței GRF, cît și a machetelor de jucător în timpul jocului.

Jucătorul, respectiv elementul de comandă al jocului, în cazul că nu-l avem, se confecționează dintr-un potențiometru de 10 kΩ (lin.) conectat ca în figura de ansamblu 4 și o bucată de cablu ecranat lung de 0,7 m. Acesta se realizează în două exemplare (doi jucători).

Axele potențiometrelor de joc vor avea butoane de plastic suficient de mari pentru a fi ușor de manevrat.

Montajul se închide într-o carcasă prevăzută cu mufe pentru conectarea jucătorilor și panou frontal cu comutatoare pentru selectarea jocurilor TV (schimbarea vitezei de joc etc.).

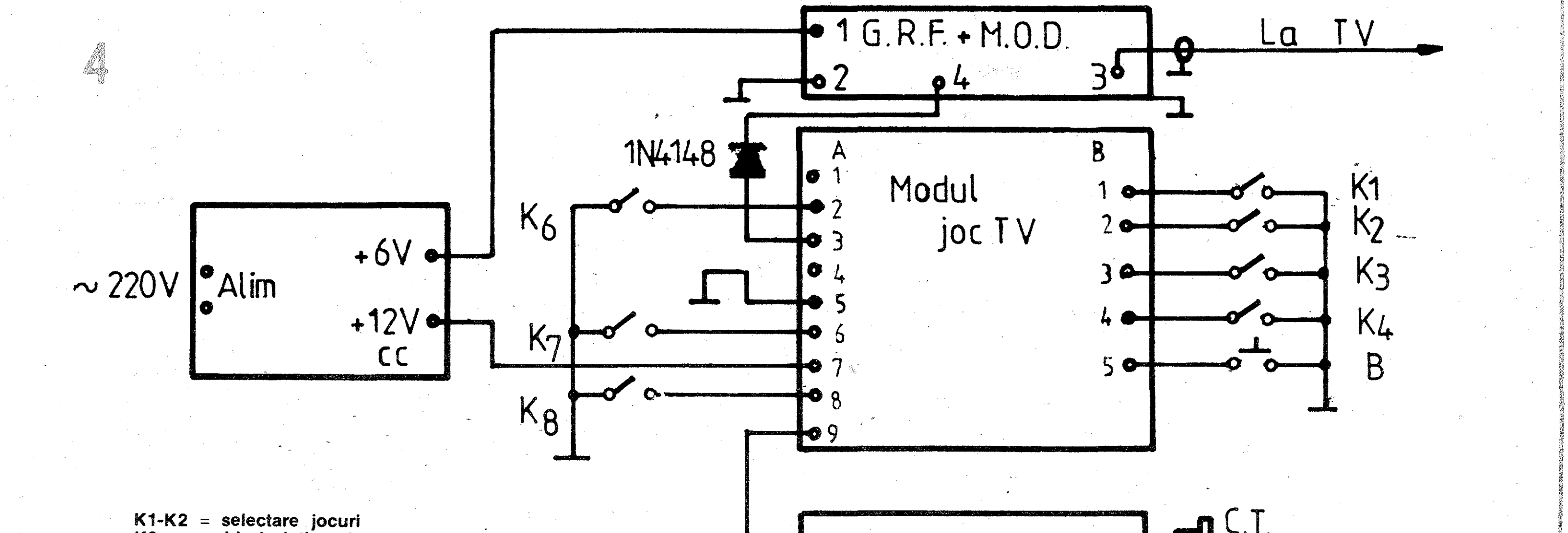
Comutatoarele sînt cu două poziții, fără revenire, cu excepția celui de resetare a jocului, care este de tip sonerie.

Odată terminat jocul, el poate fi folosit atît ca element distractiv, cît și ca sursă de semnal, utilă în depanarea TV.


**Bibliografie**

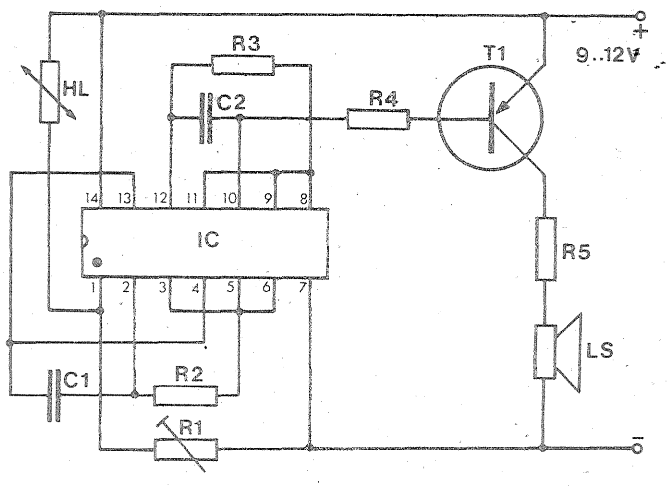
Electronica ajută, Editura „Albatros"


4




**K1-K2 = selectare jocuri**
**K6 = unghi deviație minge**
**K7 = viteză deplasare minge**
**K8 = dimensiune palete**

# INDICATOR DE TEMPERATURĂ




Multiple sînt locurile în care ne interesează ca temperatura să nu depășească o anumită valoare, cum ar fi blocul unui motor, al unui calorifer etc.
Montajul care poate efectua această supraveghere este prezentat alăturat și este foarte simplu.
Ca element sesizor se folosește un termistor care este montat într-o anumită configurație la un circuit integrat MMC4001. Cînd temperatura ajunge la o anumită valoare, montajul începe să emită semnale acustice.
Pragul de lucru ete stabilit de semireglabilul R1.

R1 = 25 kΩ
R2 = 1 MΩ
R3 = 820 kΩ
R4 = 10 kΩ
R5 = 47 Ω

HL = 22 kΩ la 25°C
C1 = 0,68 μF
C2 = 1,2 nF

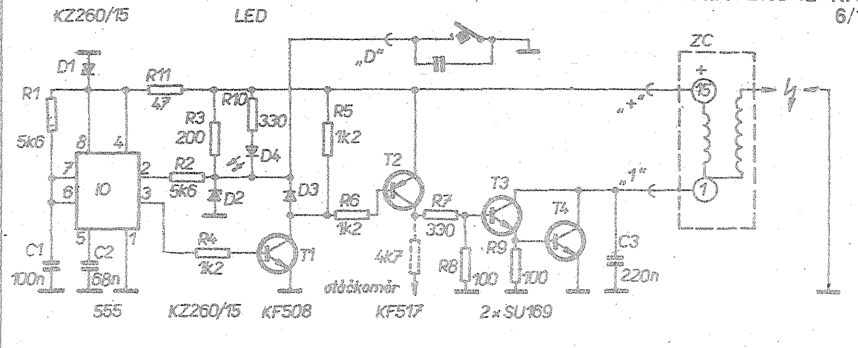
T1 = BC177
LS = 200 mW/50 Ω

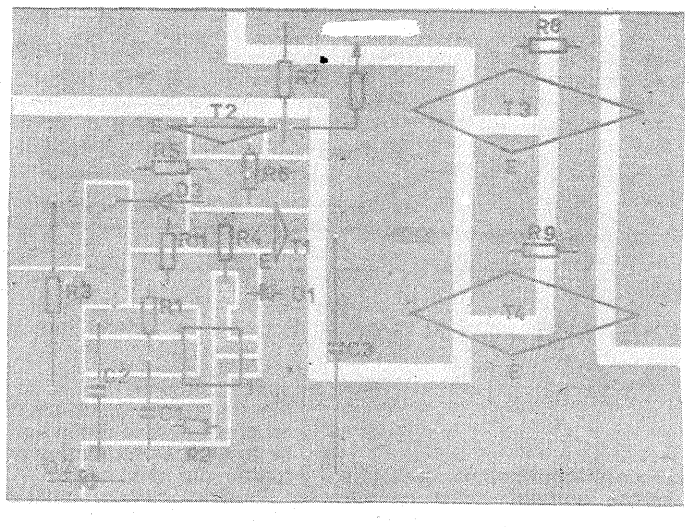
HOBBY 25/1980

# APRINDERE ELECTRONICĂ

Montajul este recomandat pentru autovehiculele cu alimentare pe 12 V și cu minusul conectat la șasiu.
În esență construcția se compune din două părți: un generator cu un circuit 555 și un circuit de comandă cu tranzistoare, de fapt patru tranzistoare legate galvanic.
Întrerupătorul (platina) comandă deschiderea tranzistoarelor (deci trecerea curentului prin bobina de inducție) dar care sînt influențate și de semnalul emis de 555, producîndu-se în acest sens o salvă de scîntei la bujie.
T1 = KF508 = BD135; T2 = KF517 = BD136; T3 = T4 = SU189.

AMATÉRSKÉ RADIO 6/1992




# *ATENȚIE CUMPĂRĂTORI DE ARTICOLE ELECTROCASNICE*

În contextul ultimilor ani, în țara noastră au apărut pe piață o serie largă de bunuri electronice foarte diversificate, atît ca domeniu de utilizare, cît și constructiv, funcție de fabricant și au apărut inerent probleme legate de această diversificare.

Principala întrebare pe care și-o pune oricare cumpărător (după rezolvarea aspectului bănesc al problemei) este: „Ce să cumpăr?". Prin aceasta înțelegînd o serie de alte „subîntrebări": „Oare merită banii?", „Este bun?", „Nu cumva este prea scump pentru ce-mi trebuie mie sau pentru ce poate să facă?".

În fața acestor întrebări, cumpărătorul (și apoi utilizatorul) de bunuri electronice nu este lăsat singur. Cu sau fără voia lui, el este protejat prin anumite legi tehnice (standarde) mai puțin cunoscute actualmente publicului larg, dar și prin legi juridice.

În viziunea noastră sînt patru domenii în care trebuie protejat cumpărătorul:

1. Protecția de tip electrosecuritate. Prin aceasta se înțelege asigurarea cumpărătorului că bunul respectiv nu periclitează în nici un mod viața utilizatorului, cu condiția evidentă ca aparatul să fie exploatat corect. În vederea asigurării protecției de acest tip, fabricantul trebuie să ia toate măsurile tehnice ca produsul său să nu poată constitui o sursă de electrocutare, să nu se poată transforma într-o sursă de incendiu, să nu emaneze radiații sau substanțe toxice etc.

2. Protecția la perturbații. Aparatul electronic să nu perturbe (și în ultima vreme, să nu fie perturbat) funcționarea altor aparate electrocasnice de uz curent..

3. Asigurarea obligatorie de către vînzător a service-ului gratuit al aparatului pentru o perioadă anumită de timp. În țara noastră, perioada este impusă prin lege ca fiind de minimum 6 luni.

4. Asigurarea unei corespondențe corecte între calitatea produsului (prin aceasta înțelegînd performanțele sale, facilitățile de utilizare, durata de viață etc.) și prețul său de cost.

Primele trei tipuri de protecție sînt asigurate prin legi și standarde obligatorii, pe teritoriul țării și respectate mai mult sau mai puțin, actualmente.

Pentru primele două domenii, există standarde care delimitează limitele admise cît și metodele tehnice de verificare a îndeplinirii lor. Aceste standarde sînt obligatorii atît pentru produsele autohtone cît și pentru cele din import. Încadrarea în aceste standarde trebuie confirmată de institutele românești specializate și condiționează vînzarea produselor pe piață.

Asigurarea service-ului gratuit în perioada de garanție trebuie să fie confirmată de certificatul de garanție care însoțește bunul și care trebuie să indice care este perioada de garanție, cine execută service-ul și unde.

Cel de al patrulea domeniu, corespondența calitate-preț, nu este practic legiferat, el poate funcționa corect numai cu condiția unei informări prompte și corecte a cumpărătorului asupra produselor de pe piață.

Revistă noastră și-a propus, ca în numerele viitoare să facă o informare asupra stadiului din țara noastră a fiecăruia dintre cele patru domenii de protecție, și în special, să facă o analiză tehnică a produselor electronice de pe piață, prezentînd concluziile sale asupra calității lor.

Scopul urmărit de revista noastră, prin publicarea acestor analize periodice, este acela de a asigura ghidul obiectiv necesar cumpărătorului, lăsat acum practic singur în fața vînzătorilor și neinformat subiectiv. Sperăm ca seria de articole care vor urma să constituie un ghid util, atît pentru cumpărătorii care vor să facă o achiziție cît mai bună, cît și pentru vînzătorii care trebuie totuși să ia toate măsurile pentru a se asigura, că produsele comercializate de ei, se încadrează în parametrii impuși prin legile acestei țări.

Așteptăm sugestii în acest domeniu din partea ambelor părți, vînzători și cumpărători.

Redacția

# ADMITEREA VEHICULELOR PENTRU ÎNMATRICULARE

Dr.ing. MIHAI STRATULAT

(URMARE DIN NR. TRECUT)

### ECHIPAMENTUL DE DIRECȚIE

În legătură cu echipamentul de direcție, condițiile tehnice actuale impun, în primul rînd, respectarea prescripțiilor STAS 6926/6—82 și STAS 6689/2—80 privind efectuarea virajelor, precizîndu-se cu deosebire că vehiculul trebuie să poată efectua viraje cu diametre minime de cel mult 20 m între borduri.

Această parte componentă a vehiculelor trebuie să permită șoferului modificarea ușoară și rapidă a direcției de rulaj, iar sub raport constructiv să fie robustă și sigură. În plus, se cere ca la autovehicule echipamentul de direcție să asigure deplasarea rectilinie a mașinii fără controlul volanului și revenirea roților directoare la poziția de mers rectiliniu după încetarea acționării volanului. Direcția trebuie să fie astfel acordată constructiv cu suspensia, încît să nu se producă oscilații periculoase ale roților directoare în timpul rulajului.

Se știe că la autovehiculele grele, care au repartizată pe puntea directoare o sarcină importantă, efortul la volan impus șoferului capătă valori inadmisibil de ridicate, care pot ajunge în contradicție cu prevederile standardelor menționate. De aceea, în astfel de cazuri și mai precis la autovehiculele la care pe axa directoare se repartizează mai mult de 4,5 t, este obligatorie existența în echipamentul de direcție a unui dispozitiv de amplificare (servodirecție), care de altfel, poate exista opțional și la celelalte autovehicule. Într-o astfel de situație se impune însă existența și a unei legături mecanice care să asigure controlul direcției în cazul în care se produce defectarea servodirecției.

Pentru a încheia, arătăm că și remorcile autovehiculelor prezintă obligativitatea unui dispozitiv de direcție corespunzător, specificîndu-se că dacă viteza maximă constructivă a remorcii întrece 25 km/h, este exclusă utilizarea mecanismelor cu trapez de direcție.

Continuăm prezentarea condițiilor tehnice pe care trebuie să le îndeplinească vehiculele pentru admiterea în circulație pe drumurile publice din țară, în conformitate cu ordinul nr. 172 din 14.04.1992 al Ministerului Transporturilor și nr. 4093 din 14.04.1992 al Ministerului de Interne.

Referitor la dispozitivele de iluminare și semnalizare luminoasă, prescripțiile tehnice aflate în vigoare prevăd că la toate automobilele și tractoarele rutiere trebuie să existe la partea din față, două faruri de întîlnire care să emită o lumină albă sau galbenă selectiv și să ilumineze drumul din fața mașinii, fiind astfel orientate încît să nu incomodeze șoferii mașinilor care vin din sens opus.

Pe lîngă acestea mai trebuie să existe două sau patru faruri cu lumină de drum albă sau galbenă selectiv care să ilumineze drumul pe o distanță mare în fața vehiculului. În plus, tot la această parte a mașinii mai trebuie să existe două lanterne cu lumină albă sau galbenă selectiv care să semnalizeze pe timpul nopții partenerilor de trafic care vin din față existența vehiculului oprit. În sfîrșit, automobilele a căror lățime întrece 2,10 m trebuie să fie prevăzute și cu două lanterne de gabarit cu lumină galbenă, care să indice gabaritul autovehiculului în înălțime și în lățime.

În ceea ce privește partea posterioară a autovehiculelor menționate, aici este obligatorie prezența a două lanterne de poziție cu lumină roșie al căror scop este de a sesiza existența vehiculului privit din spate. Tot aici trebuie să se mai afle două lanterne de culoare roșie care să avertizeze șoferii mașinilor din spate despre iminența frînării cu frîna de serviciu și una sau mai multe lanterne cu lumină albă pentru iluminarea plăcii de înmatriculare. Pentru vehiculele care se înscriu în circulație prima dată, există obligativitatea plasării în partea din spate a una sau două lanterne care să emită lumină roșie mărind securitatea circulației pe timp cețos.

Pentru iluminarea drumului din spate al vehiculului și pentru semnalizarea manevrei de mers înapoi, automobilele și tractoarele rutiere trebuie să fie prevăzute cu una sau două lanterne de mers înapoi cu lumină albă, plasate în partea din spate.

În sfîrșit, tot aici se impune prezența a două lanterne de gabarit cu lumină roșie pentru automobilele cu lățimea mai mare de 2,10 m și deci, catadioptri netriunghiulari de culoare roșie, obligatorii pentru toate automobilele și tractoarele rutiere.

O precripție aparte privește automobilele cu masa totală autorizată mai mare de 3,5 t sau cu lungimea de peste 7,0 m, precum și autotrenurile care pot fi echipate la partea din spate cu plăci de identificare de formă dreptunghiulară; aceste piese sînt confecționate din elemente reflectorizante de culoare galbenă și fluorescente de culoare roșie, care să permită recunoașterea mai rapidă și ușoară a acestor vehicule mari.

O placă de identificare dar triunghiulară și compusă din elemente reflectorizante și fluorescente de culoare roșie, poate fi prezentă la partea din spate a tractoarelor și ansamblurilor formate din tractor rutier și remorcă.

Automobilele a căror lungime este mai mică de 6,0 m, fără ca lățimea lor să depășească 2,0 m, mai pot fi echipate cu lanterne de staționare care să emită lumină roșie în spate și albă în față sau galben-auto, atît în spate cît și în față, dacă sînt încorporate în lanternele de direcție, precum și cu catadioptri laterali de culoare galben-auto de formă netriunghiulară.

În mod obligatoriu toate automobilele și tractoarele rutiere vor avea în echipamentul de semnalizare următoarele elemente: lanterne de direcție cu lumină de culoare galben-auto intermitentă care să semnalizeze intenția de schimbare a direcției de rulaj; avertizor de avarii care să permită funcționarea simultană a lanternelor de direcție pentru a semnaliza imobilizarea vehiculului aflat în pană pe traseu; un avertizor luminos care să realizeze funcționarea simultană a farurilor cu lumina de drum sau de întîlnire pentru a preveni pe ceilalți participanți la trafic aflați în fața vehiculului de apropierea sa; dacă autovehiculul are o lungime care depășește 6,0 m, cu excepția autoturismelor, el trebuie să aibă și catadioptri de culoare portocalie, netriunghiulari, montați pe părțile laterale.

Prescripțiile impun ca automobilele care transportă încărcături agabaritice și/sau cu depășirea maselor autorizate, precum și cele care însoțesc asemenea automobile, ori au lățimea mai mare de 3,0 m, trebuie să fie echipate cu dispozitive speciale de avertizare cu lumină galbenă, giratoare sau fulger.

Dispoziții speciale sînt prevăzute pentru remorcile automobilelor și tractoarelor rutiere care au lățimea mai mare de 1,60 m; ele trebuie să aibă la partea din față două lanterne de poziție, cu lumină albă sau galbenă, iar cele care sînt mai late de 2,10 m — două lanterne de gabarit cu lumină albă și cu doi catadioptri netriunghiulari albi. La partea din spate trebuie să fie prevăzute cu aceleași elemente de semnalizare ca și automobilele și tractoarele rutiere menționate mai înainte, precum și cu doi catadioptri triunghiulari de culoare roșie, iar remorcile mai late de 2,10 m trebuie să aibă două lanterne de gabarit de culoare roșie.

Remorcile automobilelor au obligativitatea de a fi echipate cu lanterne de direcție cu lumină intermitentă de culoare galben-auto.

În ceea ce privește motocicletele și motoretele, aceste autovehicule trebuie să aibă în față unul sau două faruri cu lumină de drum, un far cu lumină de întîlnire, una sau două lanterne de poziție, precum și un catadioptru netriunghiular. Farul cu lumină de drum nu este obligatoriu pentru motoretele a căror viteză maximă nu depășește 40 km/h. La partea din spate a autovehiculelor citate, trebuie să existe o lanternă de frînare, o lanternă pentru iluminarea plăcii de înmatriculare și un catadioptru netriunghiular. Motocicletele trebuie să fie dotate cu lanterne de direcție și catadioptri netriunghiulari laterali, aceștia din urmă fiind obligatorii și pentru motorete.

Atașul motocicletelor trebuie să fie prevăzut la partea din față cu o lanternă de poziție, una de frînare și cu un catadioptru netriunghiular.

Ordinul comun al celor două ministere atrage serios atenția asupra faptului că echiparea autovehiculelor și remorcilor cu alte dispozitive de iluminare și semnalizare luminoasă în afara celor enumerate ori cu altfel de dispozitive neomologate este interzisă.

Utilizatorii trebuie să mai știe că funcționarea, culorile dispozitivelor de iluminare și semnalizare luminoasă, precum și amplasarea lor, trebuie să fie în conformitate cu prevederile STAS 8763/1—85, 8763/6—86, 8825/1—85, 8825/3—80, 8825/5—80, 8825/6—80, 8825/7—81, 8825/8—82, 9745—79, 12139/1—91, precum și regulamentele ECE-ONU nr. 3, 7, 38 și 70.

În ceea ce privește bicicletele și mopedele, pentru circulația pe timp de noapte sau în zilele cu vizibilitate redusă, trebuie să fie echipate la partea din față cu o lanternă cu lumină albă sau galbenă, iar în spate cu una emițînd o lumină roșie. Bicicletele trebuie să fie prevăzute în față cu un catadioptru alb, în spate cu unul de culoare roșie, iar pe spițele roților să fie montați catadioptri portocalii vizibili pe ambele părți laterale ale vehiculului.

Pedalele bicicletelor și mopedelor trebuie să aibă încorporate catadioptri de culoare portocalie, a căror prezență nu este obligatorie pentru bicicletele de curse. În sfîrșit, triciclurile și cvadriciclurile mai au nevoie de doi catadioptri albi vizibili din față, doi catadioptri de culoare roșie în spate și catadioptri portocalii montați pe ambele părți laterale. Remorcile bicicletelor trebuie să fie dotate cu doi catadioptri albi în față, iar în spate cu doi catadioptri de culoare roșie.

Vehiculele cu tracțiune animală, ca și cele acționate manual, avînd o lățime mai mare de 1,0 m trebuie să aibă următoarele elemente de semnalizare: doi catadioptri albi în față, doi catadioptri de culoare roșie în spate și, opțional, catadioptri portocalii pe părțile laterale. Toți catadioptrii trebuie să aibă formă circulară și să fie montați astfel încît să nu fie escamotați de încărcătură sau elementele vehiculului.

Catadioptrii posteriori vor fi amplasați simetric față de axul longitudinal al vehiculului, iar marginea exterioară a suprafeței reflectorizante să nu fie la mai mult de 40 cm de gabaritul exterior al vehiculului. Punctul cel mai de jos al catadioptrilor laterali și al celor din spate trebuie să se afle la o înălțime de cel puțin 0,3 m față de sol, iar punctul lor cel mai de sus la cel mult 1,2 m. Cînd circulă pe timp de noapte, vehiculele din categoria în discuție trebuie să fie iluminate în față cu un dispozitiv care să emită o lumină de culoare albă sau galbenă, iar în spate cu lumină roșie, dispozitivele trebuind să fie amplasate pe partea din stînga. Cele două lumini pot fi emise de un singur dispozitiv plasat lateral stînga, vizibil din față, cu lumină albă sau galbenă, spre spate roșie sau din ambele sensuri cu lumină portocalie. În cazul în care aceste dispozitive nu pot să fie fixate pe vehicul, ele vor fi purtate în mînă de o persoană care se deplasează alături de vehicul, în partea sa din stînga.

Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Redactori: K. FILIP, ing. SERGIU FLORICĂ
Grafică: I. IVAȘCU Secretariat: M. PĂUN
Corectură: GEORGE IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212



CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT—IMPORT PRESA P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66

31-18

# CONEX ELECTRONIC S.R.L.



*Str. Maica Domnului nr. 48, sector 2, telefon 87 42 05, București*
*Vă oferă:*

- *Imprimante*
- *Calculatoare HC91, extensii floppy-disk, joy-stick-uri*
- *Monitoare monocrom*
- *Calculatoare de birou cu bandă și afișaj*
- *Telefoane speciale*

## *NOU*

- *Vobuloscoape*
- *Osciloscoape*
- *Multimetre*
- *Alte aparate de măsură și control*



- *O variată gamă de componente electronice:*
  - *circuite integrate liniare amplificatoare operaționale, amplificatoare de audiofrecvență, surse de tensiune.*
  - *circuite integrate CMOS, TTL, LS (clasice și speciale)*
  - *tranzistoare cu germaniu și cu siliciu*
  - *tiristoare*
  - *diode, punți redresoare*
  - *dispozitive optoelectronice*
  - *elemente de conectare și comutare*
  - *cristale de cuarț*
  - *filtre cu cuarț*
  - *componente pasive*

*Firma onorează și comenzi prin poștă. La vînzări en gros se fac reduceri de prețuri.*